

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL BASADO EN OSCILADOR CONTROLADO POR TENSIÓN

TRABAJO DE FIN DE GRADO

Autor: FERNANDO CARDES GARCÍA

Titulación: GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL
Y AUTOMÁTICA

Profesor: LUÍS HERNÁNDEZ CORPORALES

Fecha: 5 DE SEPTIEMBRE DE 2012

Índice general

1. Introducción	1
1.1. El micrófono	1
1.1.1. Evolución y tipos	1
1.1.2. Microfonos MEMS	7
1.1.3. Directividad de los micrófonos	8
1.1.4. Medida de la presión sonora	9
1.2. Conversores Analógico Digitales	13
1.2.1. Conversores con ratio de Nyquist	13
1.2.2. Conversores por sobremuestreo	19
2. Diseño de nivel del sistema	21
2.1. Conversores Sigma-Delta	21
2.1.1. Ruido de cuantificación	21
2.1.2. Funcionamiento de un $\Sigma\Delta$ de orden 1	23
2.1.3. Oscilador como $\Sigma\Delta$ de orden 1	25
2.2. Diagrama de bloques del sistema	29
2.3. Relación señal a ruido del sistema	29
2.4. Análisis de osciladores	30
2.4.1. Osciladores sinusoidales	30
2.4.2. Oscilador de relajación	35
2.5. Análisis del sistema completo	39
2.5.1. Elección del oscilador	40
2.5.2. Elección de la frecuencia de oscilación y de la frecuencia de muestreo	44
2.5.3. Simulación del sistema	45
3. Implementación	51
3.1. Esquema	51
3.2. Elección de componentes	51
3.2.1. U1: Comparador LT1206	51
3.2.2. U2: Inversores 74HC04	52
3.2.3. U3: Contador 74HC93	52
3.2.4. U4: Registro 74HC374	52
3.3. Cálculo de componentes	52
3.4. Simulación del circuito	55

4. Construcción y medidas	61
4.1. Diseño y montaje de la placa de circuito impreso	61
4.2. Banco de pruebas	65
4.3. Cámara anecoica	69
4.4. Medidas y su correlación con las simulaciones	70
5. Discusión de resultados y conclusiones	81
6. Presupuesto	83
Bibliografía	85

1. Introducción

Convencionalmente, los micrófonos dan una salida analógica debida a la variación de presión que produce el sonido, y esta señal se digitaliza por medio de conversores analógico digitales tradicionales. En este proyecto se aborda el diseño de un sistema que obtenga como salida un código digitalizado a partir del sonido recibido por la cápsula microfónica, como se muestra en la Figura 1.1.

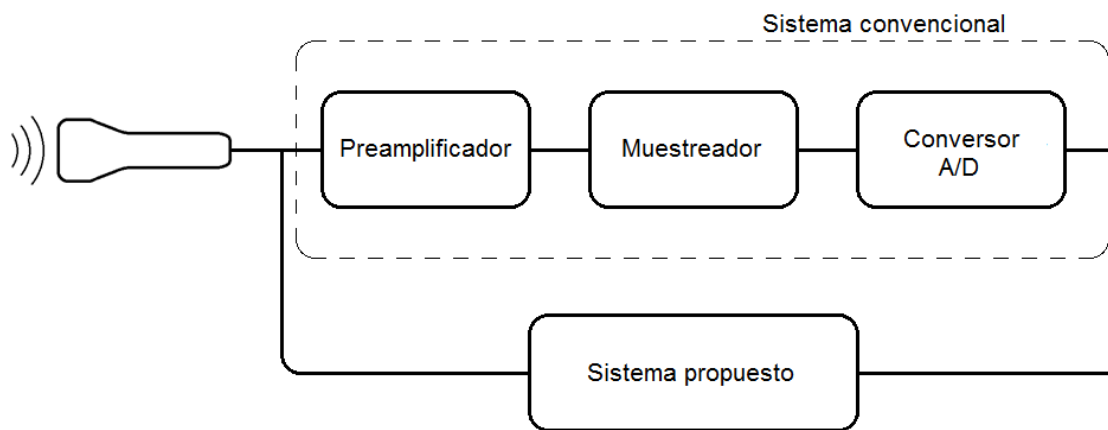


Figura 1.1: *Esquema de la digitalización del sonido: sistema convencional frente a sistema propuesto*

La principal ventaja de utilizar este sistema es que el circuito analógico que acondiciona la señal se simplifica considerablemente.

Los resultados de este proyecto tienen proyección industrial, ya que sirve como prueba de concepto de un futuro circuito integrado.

1.1. El micrófono

Un micrófono es un transductor electroacústico cuya función es convertir el sonido en una magnitud eléctrica. Desde el siglo *XIX*, los micrófonos han ido evolucionando y mejorando sus prestaciones, así como variando la magnitud de salida por ejemplo entre impedancia, tensión, o capacidad.

1.1.1. Evolución y tipos

Aunque el término “micrófono” fue utilizado con anterioridad, el primer micrófono apareció aproximadamente a mediados del siglo *XIX*, cuando Johann Philipp

Reis diseñó un dispositivo formado por un trozo de metal fijo y una membrana metálica que se movía con el sonido. Las vibraciones causadas por las variaciones de presión hacían que la membrana rebotara contra el metal, lo que originaba el contacto interrumpido entre ambos metales. No obstante, este artilugio fue incapaz de registrar una conversación inteligible.

Años más tarde, Elisha Gray diseñó un micrófono que consistía en un par de barras metálicas cercanas sumergidas en una solución ácida. Una de ellas era fija y la otra se movía con el diafragma, que respondía a las variaciones de presión producidas por el sonido. Este desplazamiento causaba variaciones en la impedancia del conjunto, lo que se transformaba en una variación de tensión gracias a una batería conectada a este ingenio, conocido como “liquid transmitter”. Un micrófono como este fue el utilizado por Alexander Graham Bell en las primeras demostraciones de un invento capaz de transmitir el sonido a distancia por una línea eléctrica.

En 1878, David Edward Hughes colocó gránulos de carbón en una capsula cerrada por un diafragma, que poseía además dos terminales (uno en cada extremo). Los cambios de presión ocasionados por el sonido hacían que el diafragma comprimiera más o menos los gránulos entre sí, lo que implicaba variaciones en la impedancia entre los terminales de la cápsula microfónica. Este diseño fue mejorado en 1886 por Tomas Alva Edison, que logró aumentar considerablemente su eficiencia y durabilidad y abaratar su fabricación, consiguiendo un producto apto para la industria. Los micrófonos de carbón siguieron evolucionando en especial en la década de 1920, cuando las necesidades de la industria musical y de la radiofónica requerían micrófonos de mayor fidelidad. Sin embargo, la inestabilidad de los propios gránulos de carbón hace necesario buscar una alternativa. Las consecuencias de este fenómeno pueden verse en la respuesta en frecuencia relativa de un micrófono de carbón mostrada en la Figura 1.2, donde en las abscisas se sitúa la frecuencia y en las ordenadas la amplitud con respecto a la mayor de las amplitudes.

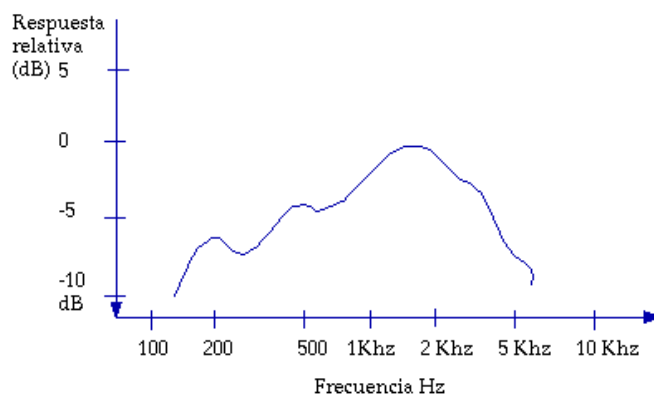


Figura 1.2: *Respuesta relativa del micrófono de carbón*

Además de atenuar de forma muy irregular en función de la frecuencia, los sonidos de 150 *Hz* o más graves, y los de 6 *kHz* o más agudos, son atenuados más de 10 *dB* por el micrófono, a pesar de estar hablando de un micrófono de carbón relativamente moderno. Teniendo en cuenta que el oído humano puede percibir sonidos de entre 20 *Hz* y 20 *kHz*, aunque este rango varía mucho según la persona, el micrófono

distorsionaría considerablemente el sonido desde el punto de vista de lo que oiría una persona.

Una alternativa a los micrófonos de carbón fueron los piezoeléctricos, que se basan en el efecto piezoeléctrico estudiado por los hermanos Curie a finales del siglo XIX. El efecto piezoeléctrico consiste en la aparición de diferencia de potencial entre los extremos de algunos materiales cristalinos cuando se los comprime. En el caso de un micrófono, las ondas sonoras son las causantes de la presión, y la diferencia de potencial es la salida por lo que, a diferencia del micrófono de carbón, el micrófono piezoeléctrico no necesita alimentación externa. La respuesta en frecuencia, que se muestra en la Figura 1.3, también es notablemente mejor que la del micrófono de carbón, ya que la mayor atenuación en el mismo rango no llega a 5 dB.

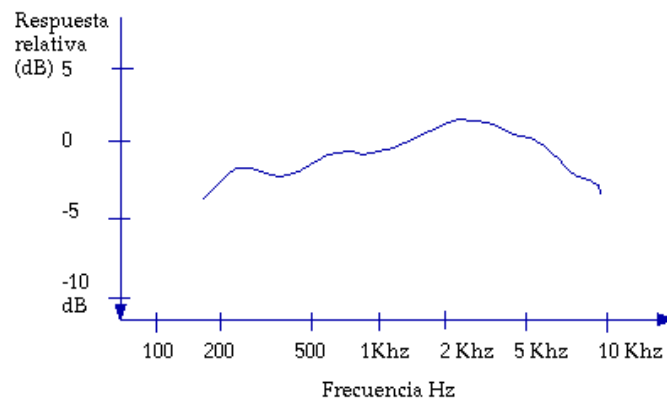


Figura 1.3: *Respuesta relativa del micrófono piezoeléctrico*

Actualmente, los micrófonos se clasifican en dos grupos: los micrófonos dinámicos, y los micrófonos de condensador.

Los micrófonos dinámicos, cuya principal característica es que su salida depende de la velocidad del diafragma en lugar de su posición, pueden clasificarse en micrófonos de bobina móvil y de cinta. Su principal característica es que su salida no depende de la posición del diafragma, sino de su velocidad. Un micrófono dinámico de bobina móvil, cuyo esquema puede verse en la Figura 1.4, consta de un imán fijo y de una bobina que se mueve con el diafragma.

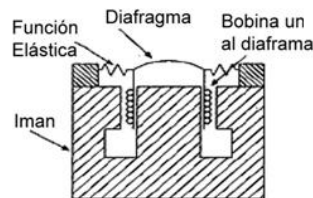


Figura 1.4: *Esquema de un micrófono de bobina móvil (sección)*

Cuando hay sonido, el diafragma mueve la bobina en el seno del campo magnético generado por el imán fijo, lo que hace aparecer una fuerza electromotriz inducida en los terminales de la bobina, que también lo son del micrófono, según la ecuación

$$E = B \cdot v \cdot l \quad (1.1)$$

donde E es la fuerza electromotriz inducida que aparece a extremos de la bobina, B es el campo magnético generado por el imán, v es la velocidad relativa de la bobina con respecto al imán, y l es la longitud de la bobina. El principio de funcionamiento de este micrófono es similar al del micrófono de cinta con la diferencia de que, en lugar de una bobina unida a un diafragma, se tiene una delgada cinta de metal corrugado que se mueve directamente con el sonido. En la Figura 1.5 se muestra en esquema que ilustra la construcción de este tipo de micrófonos.

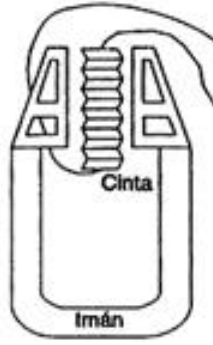


Figura 1.5: *Esquema de un micrófono de cinta*

El principio de funcionamiento de los micrófonos de condensador es totalmente diferente al de los micrófonos dinámicos. Un micrófono de condensador está constituido por dos placas, una fija y otra móvil separadas por un material dieléctrico, que conforman un condensador cuya capacidad varía en función de la distancia entre las placas según la ecuación

$$C = \frac{\varepsilon \cdot S}{d} \quad (1.2)$$

donde C es la capacidad del condensador, ε es la permitividad absoluta del material dieléctrico entre que hay entre las placas, S es la superficie de las placas, y d es la distancia entre las placas. En la Figura 1.6 se muestra un ejemplo de cápsula microfónica.

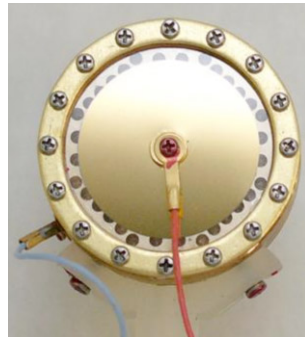


Figura 1.6: *Fotografía de un micrófono de condensador*

La distancia entre las placas, d , puede expresarse en función del tiempo como

$$d(t) = d_0 + \Delta d(t) \quad (1.3)$$

donde d_0 es la distancia entre las placas en reposo, y Δd es el incremento de esta distancia debida al sonido, cuyas variaciones de presión ejercen una fuerza proporcional sobre la placa móvil, desplazándola. La capacidad del condensador también puede ser expresada como

$$C = \frac{Q}{V} \quad (1.4)$$

donde Q es la carga almacenada en el condensador y V la diferencia de potencial a extremos de este. Debido a que la carga Q permanece constante, la tensión del condensador es inversamente proporcional a la capacidad de este, por lo que una forma habitual de medir las variaciones de distancia entre las placas consiste en medir esta tensión. Combinando las ecuaciones 1.2 y 1.4 se obtiene la siguiente expresión:

$$V = \frac{d \cdot Q}{\varepsilon \cdot S} \quad (1.5)$$

Puesto que la permitividad del dieléctrico y la superficie de las placas no varían, y la variación de la carga almacenada en el condensador es despreciable, la diferencia de potencial a extremos del condensador es directamente proporcional a la distancia entre placas. Esta tensión puede expresarse como la suma de su componente continua y la alterna:

$$V = \frac{d(t) \cdot Q}{\varepsilon \cdot S} = \frac{d_0 \cdot Q}{\varepsilon \cdot S} + \frac{\Delta d(t) \cdot Q}{\varepsilon \cdot S} \quad (1.6)$$

La variación de la distancia entre placas es varios órdenes de magnitud inferior a la distancia en reposo, por lo que también lo es la componente alterna frente a la continua. Esto implica que para obtener variaciones apreciables de tensión en el condensador es necesario polarizarlo con una tensión alta. Una de las técnicas más utilizadas para alimentar el micrófono es la “phantom power”, o alimentación fantasma. En este caso no es necesario dedicar cables a la alimentación ya que se utilizan los mismos que transmiten la señal de audio, como se puede ver en el circuito de la Figura 1.7.

Se utiliza una fuente de corriente continua para generar los 48 voltios, que es un valor de tensión común en este tipo de alimentación, y se conectan a la cápsula microfónica a través de resistencias. Directamente de los terminales de la cápsula microfónica se extrae, mediante condensadores de desacoplo que eliminan la componente continua, la señal de audio causada por el sonido que agita las placas del condensador. Para 48 V, la tensión más utilizada, los componentes suelen tener siempre los mismos valores. Las resistencias $R1$ y $R2$ son de 6,8 k Ω , mientras que $R3$ es de 820 Ω , aunque se puede prescindir de ella. Los condensadores de desacoplo

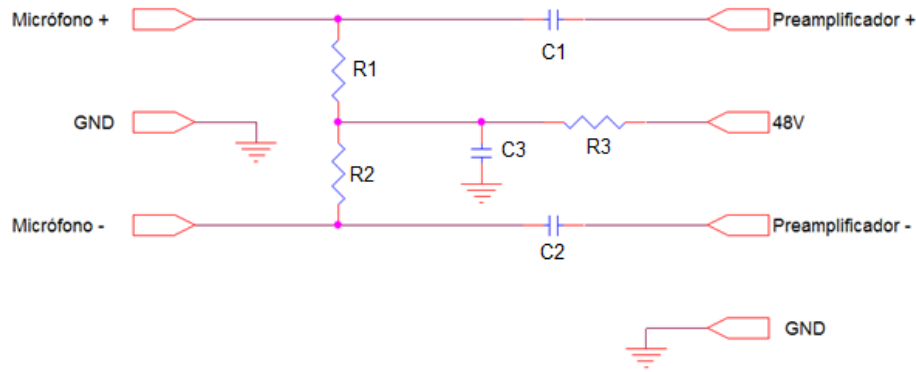


Figura 1.7: *Ejemplo de circuito utilizado en la alimentación fantasma*

$C1$ y $C2$ suelen ser de $1\ \mu F$, y el condensador $C3$ de $100\ \mu F$. La señal que sale de estos condensadores es muy débil, por lo que es necesario que pase por una etapa preamplificadora que adecue los niveles para su uso posterior. Todo este proceso da una señal analógica, por lo que aún es necesario pasar la señal por un cuantificador si va a ser utilizada en un circuito digital. Una alternativa a la alimentación fantasma es usar micrófonos electret, que son micrófonos de condensador que cuentan con placas que se cargan durante su fabricación. Al tener carga electrostática de fábrica, no necesita un sistema de alimentación tan complejo, lo que hace que este tipo de micrófonos sean baratos para la calidad que ofrecen. Aunque no pueden equipararse a los micrófonos de condensador, tienen una respuesta en frecuencia aceptable, con variaciones grandes pero regulares, como se puede ver en la Figura 1.8.

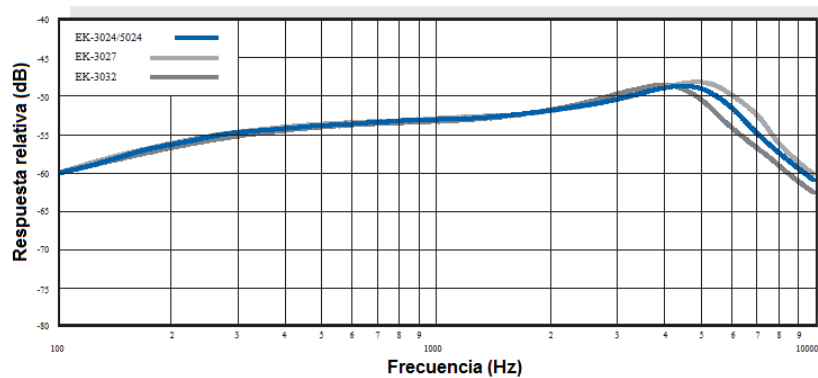


Figura 1.8: *Respuesta relativa de varios micrófonos electret de la serie EK de Knowles*

Otra alternativa es la que utilizan algunos micrófonos de Sennheiser, una empresa que se dedica al diseño de equipos de audio de gama alta. Uno de los micrófonos que han desarrollado utiliza el condensador de la cápsula microfónica como parte de un oscilador. Esto implica que la capacidad de este no repercute directamente en la tensión de salida, sino en la frecuencia de oscilación, por lo que la señal de entrada queda modulada en FM, que posteriormente se convierte en una señal analógica. En la Figura 1.9 se muestra el circuito del micrófono Sennheiser MKH 405, donde se puede ver que la cápsula microfónica (“Mi”) solo está conectada a una inductancia.

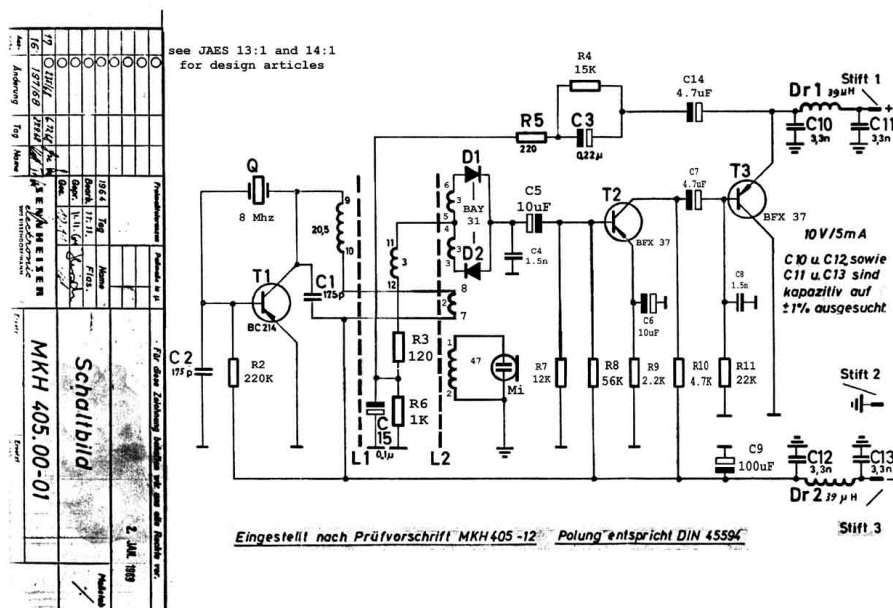


Figura 1.9: Circuito del microfono Sennheiser MKH 405

1.1.2. Microfonos MEMS

Los micrófonos de condensador pueden fabricarse como sistemas microelectromecánicos o MEMS (por sus siglas en inglés MicroElectrical-Mechanical Systems), donde se mantiene el principio de funcionamiento pero su construcción se realiza directamente en el chip utilizando tecnología CMOS, por deposición de material y grabado, en lugar de montarlo a partir de componentes discretos. Un micrófono MEMS sigue el esquema mostrado en la Figura 1.10.

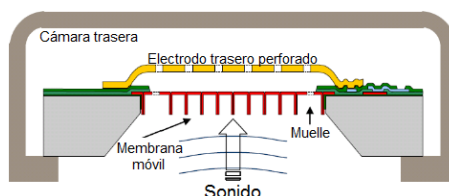


Figura 1.10: Esquema de un microfono de condensador MEMS (sección)

Un ejemplo de micrófono MEMS es el Knowles S2.14, que se muestra en la Figura 1.11. En la fotografía se puede ver un micrófono integrado en un dado con cuatro conexiones: una de las membranas, tierra, y dos conexiones para la otra membrana. Pueden apreciarse, además, los orificios de las membranas que permiten el paso del aire para que este no impida el movimiento de la membrana.

Los parámetros que determinan la capacidad de un condensador son la permitividad del dieléctrico que hay entre las placas, y la superficie y la separación de estas. La distancia entre placas es del orden de micrómetros, la variación de esta distancia para 94 dB SPL (intensidad sonora de referencia habitual que se explicará en el apartado 1.1.4) es de varios nanómetros, y la capacidad del condensador suele ser de picrofaradios.

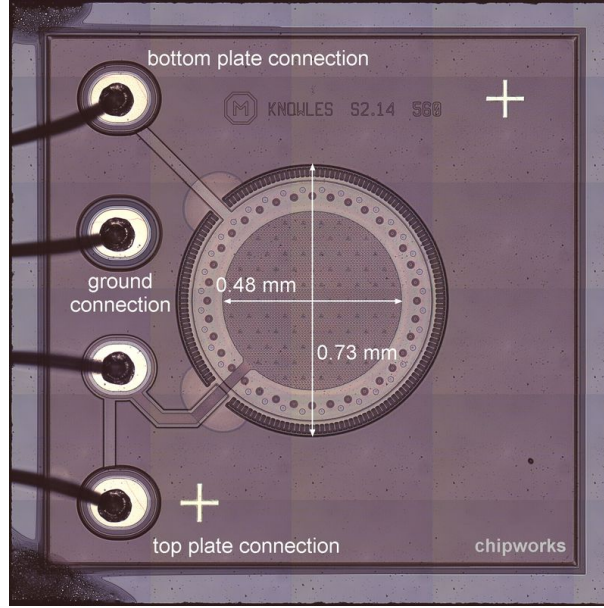


Figura 1.11: Fotografía del dado del micrófono MEMS "Knowles S2.14"

1.1.3. Directividad de los micrófonos

Una característica importante de los micrófonos es la directividad, que es la sensibilidad relativa en función de la orientación. La directividad suele responder a la ecuación

$$S(\Theta) = A + B \cdot \cos(\Theta) \quad (1.7)$$

donde S es la sensibilidad relativa, Θ es el ángulo desde el que se emite el sonido, y A y B son coeficientes cuya suma es 1. Resulta útil hacer esta representación en escala logarítmica, por lo que se obtiene la expresión

$$\rho = \log_{10}|A + B \cdot \cos(\Theta)| \quad (1.8)$$

Un patrón omnidireccional tiene como coeficientes $A = 1$ y $B = 0$, y su representación en un diagrama polar puede verse en la Figura 1.12(a). Otro patrón común en micrófonos es el bidireccional, cuyos coeficientes son $A = 0$ y $B = 1$, por lo que su representación polar es la que aparece en la Figura 1.12(b). Los micrófonos de cinta suelen tener una respuesta similar a esta, donde 0 y 180 grados son direcciones perpendiculares a la cinta. Un problema común en este tipo de micrófonos en la cancelación de sonidos en contrafase, ya que una misma señal puede llegar por ambos lados de la cápsula desfasada de forma que se origine una interferencia destructiva, por lo que el sonido parecería atenuado.

Para $A = B = 0,5$ se obtiene el diagrama denominado cardioide, ya que la función resultante es similar a la de este epicicloide, como puede apreciarse en su representación en el diagrama polar de la Figura 1.13.

Sin embargo, los micrófonos no suelen responder igual para todas las frecuencias, por lo que es necesario dibujar varios diagramas polares. Por ejemplo, en la

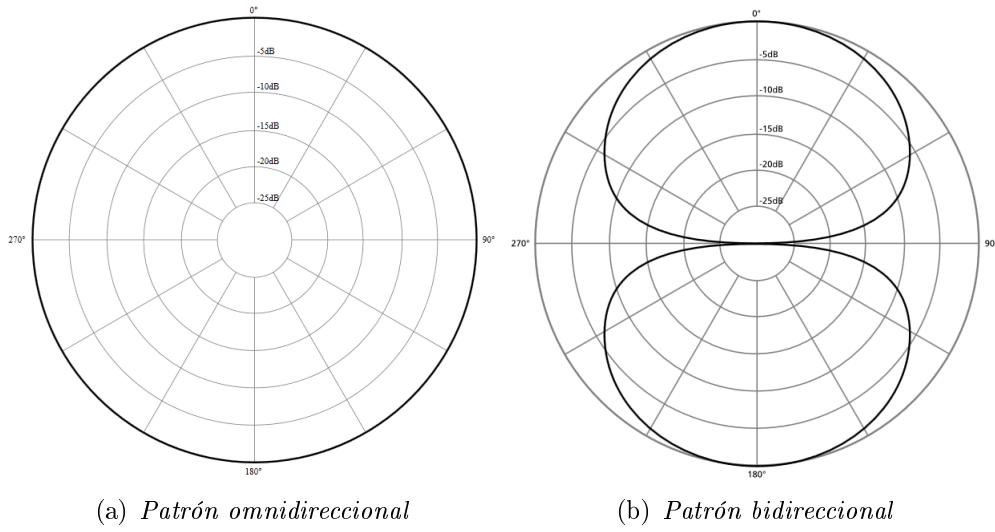


Figura 1.12: Ejemplos de patrones de directividad comunes

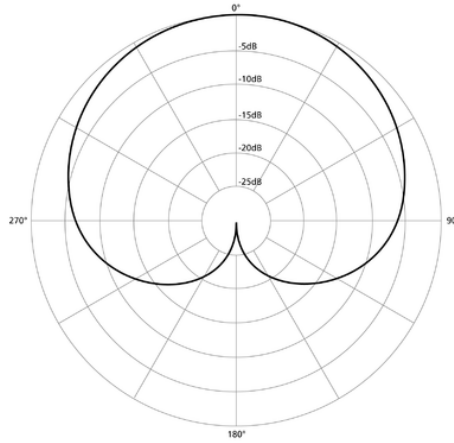


Figura 1.13: Patrón de directividad cardioide

hoja de características del micrófono de condensador KSM32 se puede encontrar la descripción de la directividad del micrófono que se muestra en la Figura 1.14.

1.1.4. Medida de la presión sonora

A lo largo de este trabajo se han usado, y se continuarán utilizando, magnitudes que hacen referencia a la amplitud de la presión que causa el sonido, por lo que resulta interesante ver qué magnitudes suelen utilizarse. El sonido es una onda mecánica longitudinal que transporta energía sin transportar materia, aunque necesita un medio elástico para propagarse debido a que consiste en variaciones de presión. La presión en presencia de sonido puede descomponerse como

$$p = p_0 + p_s \quad (1.9)$$

donde p es la presión total, p_0 es la presión ambiental local, y p_s es la presión debida

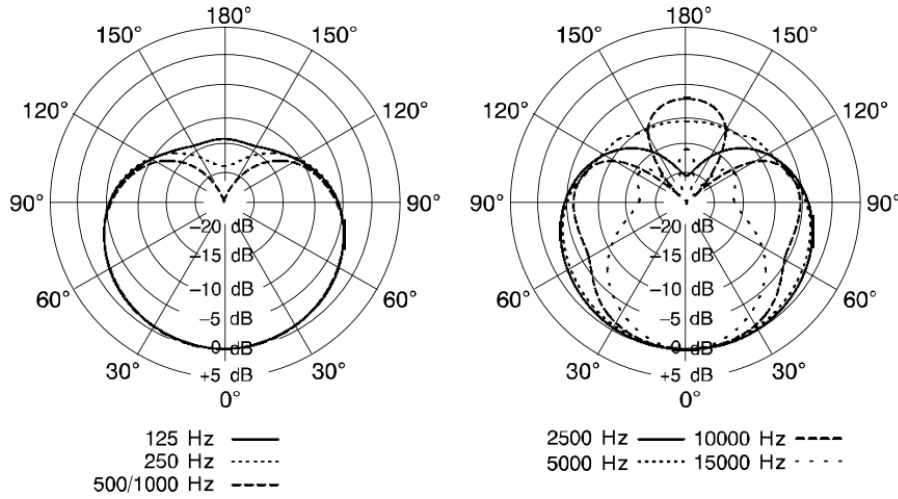


Figura 1.14: Patrón de directividad del micrófono de condensador KSM32 en función de la frecuencia

al sonido. La presión ambiental depende de las condiciones atmosféricas que cambian con la suficiente lentitud como para no ser percibidas por instrumentos diseñados para audio, que no registran información por debajo de los 20 Hz. Por tanto, el término que interesa estudiar en el campo del audio es p_s , que sigue la siguiente ecuación en el caso de un tono sinusoidal

$$p_s(t) = A \cdot \sin(\omega t + \phi_0) \quad (1.10)$$

donde A es la amplitud de la variación de presión en Pascales, ω la frecuencia del tono en radianes/segundo, y ϕ_0 el desfase en radianes. Sin embargo, resulta útil relacionar las magnitudes acústicas en escala logarítmica, ya que esta es la forma en que lo hace el oído humano, por lo que existen multitud de unidades para referirse a la intensidad sonora en esta escala. Una de las unidades más importantes es el decibelio SPL (siglas de nivel de presión sonora en inglés, *Sound Pressure Level*). El cálculo de la intensidad sonora en estas unidades puede verse en la siguiente ecuación

$$SPL = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{A}{P_{ref}}\right) \quad (1.11)$$

donde SPL es el nivel de presión de sonora en $dB SPL$, A es la amplitud en Pascales, y P_{ref} es la presión de referencia. La presión de referencia es la mínima amplitud que el oído humano puede detectar de media, que depende del medio de propagación, por lo que se obtiene que 0 $dB SPL$ es el umbral a partir del cual el oído empieza a percibir sonidos. En el caso del agua esta amplitud es de 1 μPa eficaces, mientras que en el aire asciende hasta los 20 μPa eficaces. Un nivel de presión sonora interesante es 94 $dB SPL$, que se corresponde con una presión de 1 Pa , y en muchas ocasiones es el nivel utilizado al realizar medidas para caracterizar equipos como los micrófonos.

Aunque el $dB SPL$ es quizá la unidad más representativa debido a que sitúa el 0 en el umbral de audición humana, existen muchas otras:

- *dB PA*: se trata de una escala similar a la anterior, con la diferencia de que la presión de referencia asciende a 1 *Pa*, que sitúa el 0 en los 94 *dB SPL* antes mencionados.
- *dB SIL*: la escala *SIL* se refiere al nivel de intensidad sonora (en inglés, *Sound Intensity Level*). El nivel de intensidad sonora sigue la ecuación

$$SIL = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{I_1}{I_0}\right) \quad (1.12)$$

donde *SIL* es el nivel de intensidad sonora en *dB SIL*, I_0 la intensidad de referencia $10^{-12} \frac{W}{m^2}$, e I_1 es la intensidad sonora del tono. La intensidad sonora es una magnitud relacionada con la propagación del sonido en el espacio, que se calcula según la ecuación

$$I = \frac{p^2}{Z} \quad (1.13)$$

donde *I* es la intensidad sonora, *p* es el valor eficaz de la variación de presión, y *Z* es la impedancia acústica del medio.

- *dB SWL*: mide el nivel de potencia sonora (en inglés, *Sound Power Level*, aunque la potencia se representa con *W* para evitar la confusión con otras magnitudes), según la ecuación

$$SWL = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{W_1}{W_0}\right) \quad (1.14)$$

donde *SWL* es el nivel de potencia sonora en *dB SWL*, W_0 es la potencia sonora de referencia 1 *pW*, y W_1 es la potencia sonora en el ambiente. Esta potencia se calcula siguiendo la expresión

$$W = I \cdot S \quad (1.15)$$

donde *W* es la potencia sonora, *I* es la intensidad sonora, y *S* la superficie entre la que se distribuye esta intensidad.

- *dB ponderado*: el *dBA*, el *dBb*, el *dBc*, y el *dBd* son diversas unidades que se refieren al sonido una vez modificado con diferentes filtros para ajustar los niveles de presión a diferentes escalas según lo que se pretenda estudiar. La ponderación *A* está calculada según lo que el oído percibirá en niveles de presión cercanos al umbral de audición, la ponderación *C* se sitúa en torno al umbral del dolor, y la ponderación *B* en niveles intermedios. La ponderación *D* se utiliza para niveles muy altos. Las curvas de ponderación aproximadas pueden verse en la Figura 1.15.

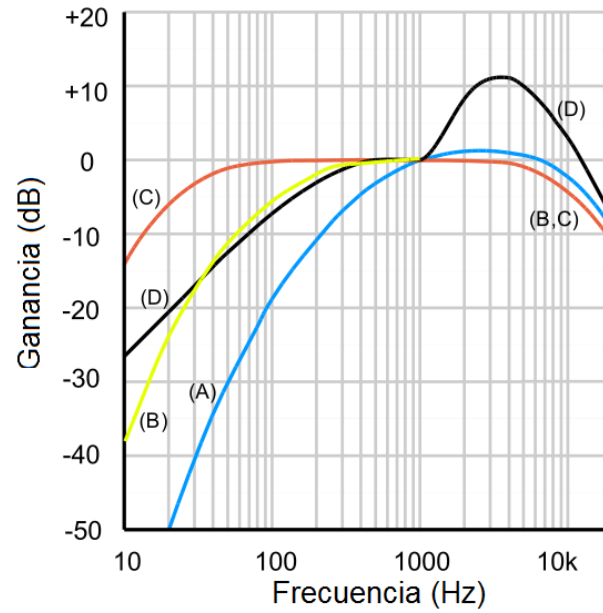


Figura 1.15: *Curvas de ponderación para sonidos bajos (A), medios (B), altos (C), y muy altos (D)*

- *Fonio*: es una unidad que relacionada con la anterior, que hace referencia a la intensidad aparente con la que el oído humano capta el sonido en todas las frecuencias. La frecuencia de referencia es 1 *kHz*, ya que es donde todas las ponderaciones anteriores tienen el mismo valor, por lo que para esta frecuencia el nivel de presión en *dB SPL* y en fonios es similar. Las curvas que representan esta escala, denominadas curvas isofónicas, fueron presentadas por Fletcher y Munson en 1933, y pueden verse en la Figura 1.16.

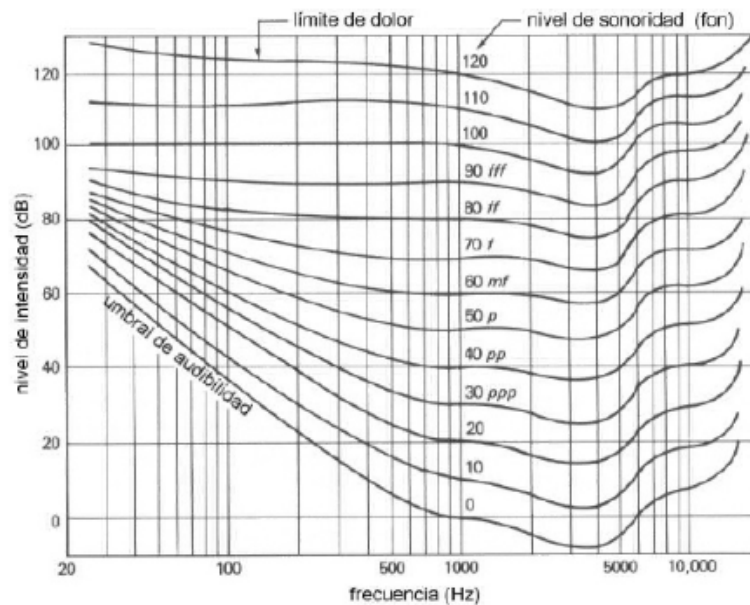


Figura 1.16: *Curvas isofónicas elaboradas por Fletcher y Munson*

1.2. Conversores Analógico Digitales

Las señales anteriores son generadas por fenómenos físicos de naturaleza analógica, que pueden cualquiera de los infinitos valores de un intervalo. Para poder procesar, almacenar, y transportar de forma mas eficiente la señal, debe transformarse esta en una señal digital, que solo puede tomar un número finito de valores en un intervalo. Un conversor analógico digital o ADC (por las siglas en inglés de *Analog to Digital Converter*) es un dispositivo electrónico cuya función es convertir una señal analógica en una digital. Generalmente, los conversores tienen una tensión de referencia llamada V_{ref} que es la tensión que define el fondo de escala del conversor.

1.2.1. Conversores con ratio de Nyquist

Los conversores tienen una frecuencia de muestreo que determina el número de conversiones que realizan por unidad de tiempo. Según el teorema de Whittaker-Nyquist-Kotelnikov-Shannon, más conocido como teorema de Nyquist, una señal con ancho de banda limitado, BW , debe muestrearse al menos al doble de su ancho de banda para no perder información.

Conversores de baja precisión y alta velocidad. Conversor flash

También llamado conversor paralelo. Se trata de un conversor muy sencillo formado por varios comparadores cuyos valores de referencia aumentan progresivamente, como el que se muestra en la Figura 1.17.

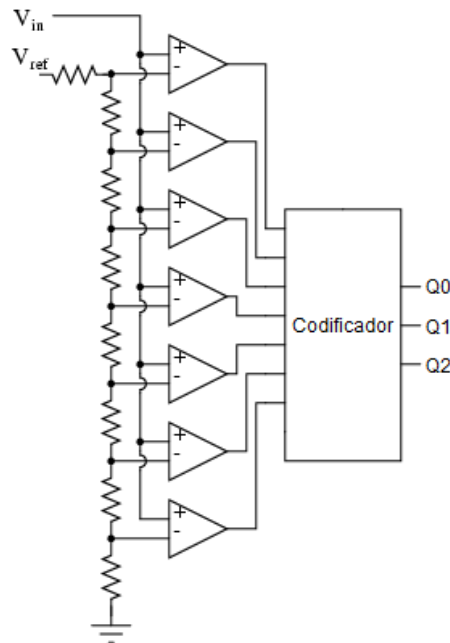


Figura 1.17: *Circuito de un conversor analógico digital flash de 3 bits*

De esta forma, todos los comparadores cuya tensión de referencia esté por debajo

de la tensión de entrada estarán a nivel alto, y el resto a nivel bajo, lo que se corresponde con la representación de la señal en código termométrico. Es necesario colocar a continuación un sistema que cuente el número de comparadores a nivel alto y represente este número en binario natural, que en el esquema de la Figura 1.17 está representado por un codificador. La principal ventaja de este conversor es su velocidad, ya que el tiempo que tarda en hacer la conversión es la suma del que tarda en reaccionar el comparador y el que necesita el codificador, por lo que es un ADC apto para señales muy rápidas. El inconveniente es la precisión, ya que a medida que se necesitan más bits es necesario aumentar considerablemente el tamaño del circuito.

Conversores de media velocidad y media precisión. Conversor por aproximaciones sucesivas

El conversor por aproximaciones sucesivas está compuesto por un conversor D/A, un comparador, y un circuito de control, conectados como se muestra en la Figura 1.18.

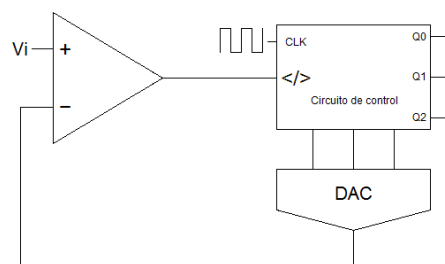


Figura 1.18: *Circuito de un conversor analógico digital de aproximaciones sucesivas de 3 bits*

El circuito de control tiene una señal de reloj con la que actualiza el valor que le proporciona al DAC. Una conversión de N bits necesita siempre $N + 1$ ciclos de reloj, puesto que en cada ciclo se determina un bit, ordenados de más a menos significativo. El algoritmo utilizado por este conversor es sencillo:

En el primer ciclo de reloj calcula el bit más significativo, por lo que el DAC pone este bit a '1' y el resto a 0. La salida del comparador será '1' si la entrada es superior al valor del DAC y '0' si es inferior, y este nivel lógico es recogido por el circuito de control. En el siguiente ciclo de reloj, la salida del comparador se utiliza como bit más significativo para el DAC, y el segundo bit se pone a '1'. Este proceso se repite en todos los ciclos de reloj, poniendo a '1' el bit a calcular, dejando a '0' los menos significativos, y tomando la salida del comparador como valor de dicho bit en el siguiente ciclo. El resumen de este proceso puede verse en la Figura 1.19, donde los códigos completos representan la salida del DAC en cada ciclo de la conversión, y el bit de sobre la línea es la salida del comparador como respuesta a este valor analógico.

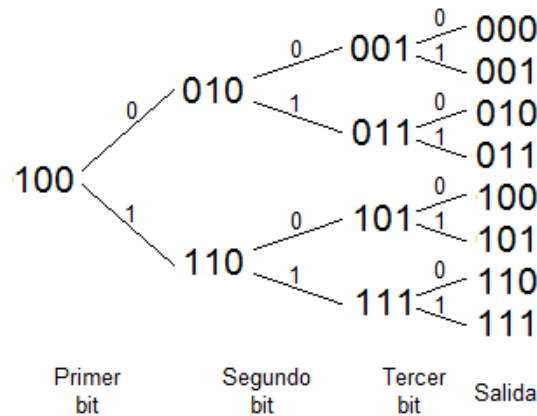


Figura 1.19: Representación del algoritmo utilizado por un conversor analógico digital de aproximaciones sucesivas de 3 bits

Conversores de baja velocidad y alta precisión. Conversor de doble rampa

Los conversores de doble rampa son un tipo de conversores por integración, ya que su elemento principal es un integrador al que se le conectan dos entradas: una positiva, que es la señal a medir, y una negativa conocida, como puede verse en la Figura 1.20.

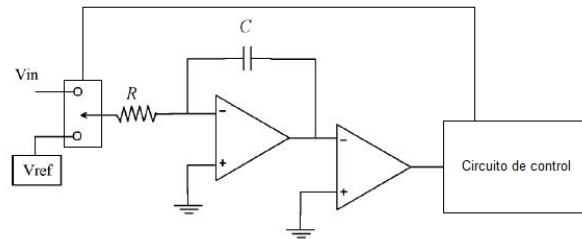


Figura 1.20: Circuito de un conversor analógico digital de doble rampa

De esta forma se puede comparar el tiempo que tarda en cargarse el condensador con la señal a medir frente al tiempo que tarda en descargarse con la señal conocida, y a partir de esto se puede calcular el valor de la entrada. Aunque no aparece en el esquema porque no forma parte del principio de funcionamiento, el circuito de control también interactúa directamente con el integrador cortocircuitando el condensador para descargarlo al inicio de cada medida. Las rectas de carga y descarga pueden ser, por ejemplo, como las de la Figura 1.21.

En primer lugar, el condensador es cortocircuitado brevemente para descargarlo y que comience la medida en 0. Tras esto, el circuito de control conecta V_{in} al integrador, por lo que su salida va aumentando con pendiente $\frac{V_{in}}{RC}$ durante el tiempo de carga arbitrario t_c , alcanzando el valor $\frac{V_{in}}{RC} \cdot t_c$. En ese instante, al integrador se conecta V_{ref} y su salida disminuye con pendiente $\frac{V_{ref}}{RC}$ durante un tiempo $t - t_c$ que depende del valor alcanzado durante la carga, momento en el que la salida del integrador y del comparador se hacen 0, lo que indica al circuito de control que debe desconectar la entrada. La relación entre los tiempos de carga y descarga y la

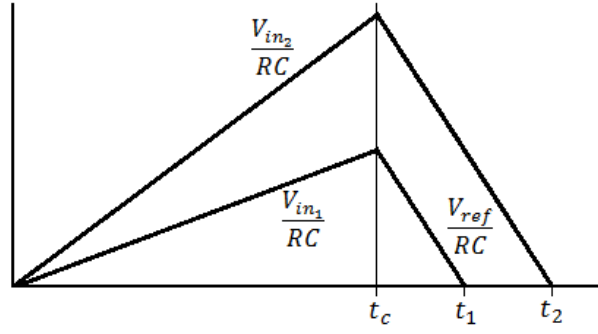


Figura 1.21: Representación de la carga y descarga del condensador para distintos valores de entrada del conversor de doble rampa

tensión de entrada es la siguiente:

$$\frac{V_{in}}{RC} \cdot t_c + \frac{V_{ref}}{RC} \cdot (t - t_c) = 0 \quad (1.16)$$

$$\frac{V_{in}}{-V_{ref}} = \frac{(t - t_c)}{t_c} \quad (1.17)$$

Ruido de cuantificación

El funcionamiento de cualquiera de estos conversores se puede modelizar como la suma de la señal de entrada con una señal de error, como se muestra en la Figura 1.22.

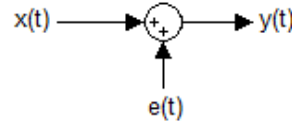


Figura 1.22: Modelo de un cuantificador cualquiera

En la Figura 1.23 se muestra el comportamiento de uno de estos cuantificadores ante una rampa.

En negro se representa la entrada $x(t)$, en rojo la salida del cuantificador $y(t)$, y en azul la señal de error $e(t)$, que es la diferencia entre la entrada y la salida. El error de cuantificación, V_Q , tiene como máxima amplitud la mitad del valor del bit menos significativo (que se abrevia a *LSB* por sus siglas en ingles, *Less Significant Bit*), y sigue la ecuación

$$V_Q(t) = V_{LSB} \cdot \left(\frac{-(t - kT)}{T} \right), \forall k \in \mathbb{Z} / \left(-\frac{T}{2} \leq t - kT \leq \frac{T}{2} \right) \quad (1.18)$$

donde T es el tiempo que la rampa tarda en incrementar su valor un V_{LSB} (que es un periodo de la señal $V_Q(t)$). El valor eficaz del error de cuantificación es

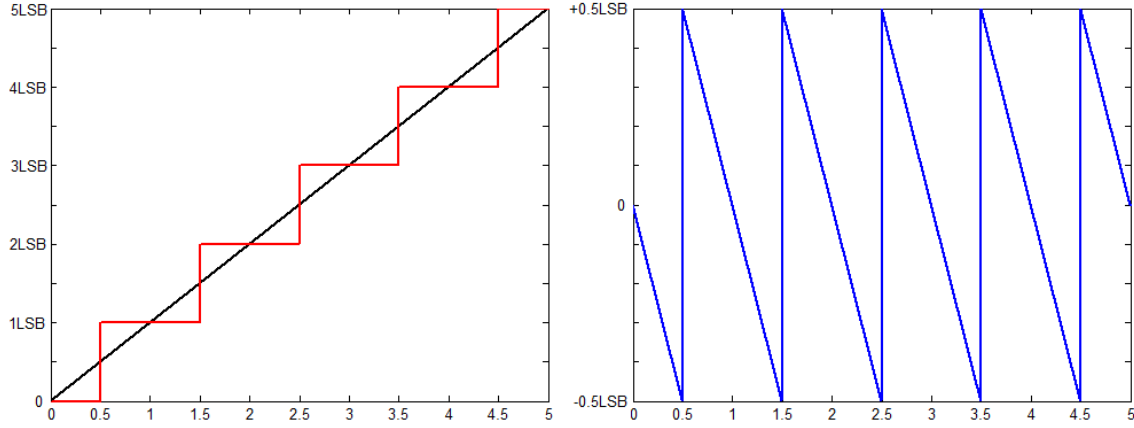


Figura 1.23: *Comportamiento de un cuantificador ante una rampa*

$$V_{Q_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} V_Q(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} V_{LSB} \left(\frac{-t}{T} \right) dt} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \quad (1.19)$$

Para analizar las consecuencias de este error puede hacerse una aproximación estocástica, suponiendo una señal de entrada cualquiera que genera un error de cuantificación uniformemente distribuido entre $-\frac{V_{LSB}}{2}$ y $+\frac{V_{LSB}}{2}$, que es la generalización del caso anterior.

La representación de la probabilidad frente a la tensión puede verse en la Figura 1.24.

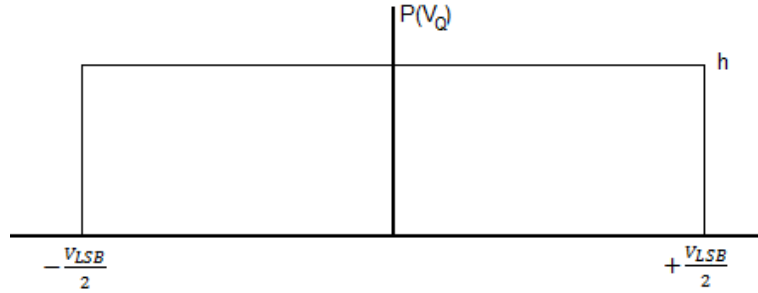


Figura 1.24: *Distribución de la probabilidad en función de la tensión en un cuantificador*

En la figura, h es la probabilidad común a todos los valores del rango. Puesto que la probabilidad total debes ser 1, h puede ser calculada como se muestra a continuación

$$\int_{-\infty}^{+\infty} P(V_Q) dV_Q = \int_{-\frac{V_{LSB}}{2}}^{+\frac{V_{LSB}}{2}} h \cdot dV_Q = 1 \rightarrow h = \frac{1}{V_{LSB}} \quad (1.20)$$

Por tanto, la probabilidad de que el error de cuantificación tome cierto valor es

$$P(V_Q) = \begin{cases} \frac{1}{V_{LSB}} & \text{para } -\frac{V_{LSB}}{2} \leq V_Q \leq \frac{V_{LSB}}{2} \\ 0 & \text{para el resto de los casos} \end{cases} \quad (1.21)$$

Los valores medio y eficaz de esta señal son

$$\begin{aligned} \overline{V_Q} &= \int_{-\infty}^{+\infty} V_Q \cdot P(V_Q) dV_Q = \int_{-\frac{V_{LSB}}{2}}^{+\frac{V_{LSB}}{2}} V_Q \cdot P(V_Q) dV_Q \\ &= \frac{1}{V_{LSB}} \int_{-\frac{V_{LSB}}{2}}^{+\frac{V_{LSB}}{2}} V_Q dV_Q = 0 \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$V_{Q_{ef}} = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} V_Q^2 \cdot P(V_Q) dV_Q} = \sqrt{\frac{1}{V_{LSB}} \int_{-\frac{V_{LSB}}{2}}^{+\frac{V_{LSB}}{2}} V_Q^2 dV_Q} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \quad (1.23)$$

Como es de esperar estos valores coinciden con los del caso particular (ecuación 1.19), por lo que se puede concluir en que el valor eficaz de una señal uniformemente distribuida en un rango V centrado en 0 es $\frac{V}{\sqrt{12}}$. La forma en la que comúnmente se mide la pureza de una señal es la relación señal a ruido o SNR (por sus siglas en inglés, *Signal-to-Noise Ratio*), que se calcula con la siguiente ecuación:

$$SNR = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{Señal}}{P_{Ruido}} = 10 \cdot \log_{10} \frac{V_{Señalef}^2}{V_{Ruidoef}^2} = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{Señalef}}{V_{Ruidoef}} \quad (1.24)$$

donde SNR es la relación señal a ruido en decibelios, $P_{Señal}$ y $V_{Señalef}$ son, respectivamente, la potencia y el valor eficaz de la señal libre de ruido y P_{Ruido} y $V_{Ruidoef}$ los del ruido. Suponiendo un cuantificador de N bits cuya entrada es una onda sinusoidal que toma todos los valores del fondo de escala, el valor eficaz de la señal es

$$V_{Señalef} = \frac{2^N \cdot V_{LSB}}{2\sqrt{2}} \quad (1.25)$$

Por tanto, la SNR de la señal utilizando ese cuantificador es

$$\begin{aligned} SNR &= 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{Señalef}}{V_{Q_{ef}}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{\frac{2^N \cdot V_{LSB}}{2\sqrt{2}}}{\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}} \\ &= 20 \cdot \log_{10} \left(2^N \cdot \sqrt{\frac{12}{8}} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(10^{N \cdot \log_{10} 2} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \right) \\ &\approx 6,02N + 1,76 \end{aligned} \quad (1.26)$$

1.2.2. Conversores por sobremuestreo

Los conversores por sobremuestreo utilizan una frecuencia de muestreo superior al doble del ancho de banda de la señal a convertir, o lo que es lo mismo, una *OSR* superior a 1. La *OSR* es la relación de sobremuestreo (en inglés, *OverSampling Ratio*), que es el cociente entre la frecuencia de muestreo y el doble del ancho de banda de la señal, es decir

$$OSR = \frac{f_s}{2 \cdot BW} \quad (1.27)$$

donde f_s es la frecuencia de muestreo y BW es el ancho de banda (en inglés, *Band-Width*) de la señal. Se puede considerar que el espectro del ruido de cuantificación tiene una distribución uniforme entre $-\frac{f_s}{2}$ y $+\frac{f_s}{2}$, como se muestra en la Figura 1.25 donde h es la potencia de todas las potencias del rango.

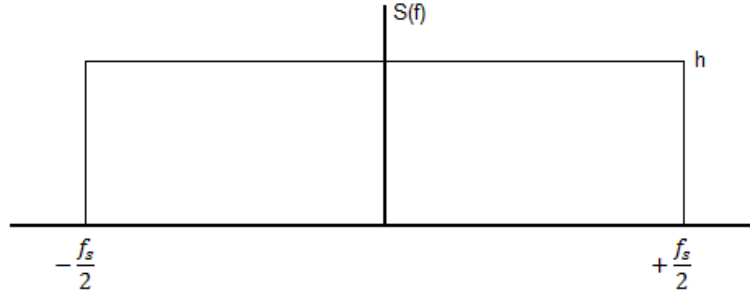


Figura 1.25: Espectro del ruido de cuantificación utilizando una frecuencia de muestreo f_s

Puesto que la potencia total del ruido de cuantificación debe ser la misma que la calculada en la aproximación estocástica, h puede calcularse como se muestra a continuación:

$$P_Q = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)^2 \cdot df = \int_{-\frac{f_s}{2}}^{+\frac{f_s}{2}} h^2 \cdot df = \frac{V_{LSB}^2}{12} \rightarrow h = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{1}{f_s}} \quad (1.28)$$

$$S(f) = \begin{cases} \frac{V_{LSB}}{12} \sqrt{\frac{1}{f_s}} & \text{para } -\frac{f_s}{2} \leq f \leq \frac{f_s}{2} \\ 0 & \text{para el resto de los casos} \end{cases} \quad (1.29)$$

Si la señal a cuantificar tiene un ancho de banda limitado igual a f_0 , se puede colocar un filtro $G(f)$ con este mismo ancho de banda que elimine el ruido de cuantificación alojado en frecuencias que no contienen información de la señal original. El modelo del sistema queda como se muestra en la Figura 1.26, y se obtiene el espectro de la Figura 1.27.

El espectro del error de cuantificación en $y_2(n)$ es

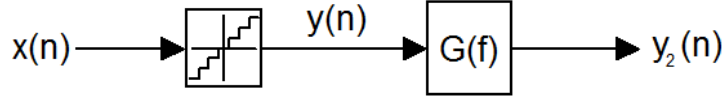


Figura 1.26: *Modelo del cuantificador filtrado por la función $G(f)$*

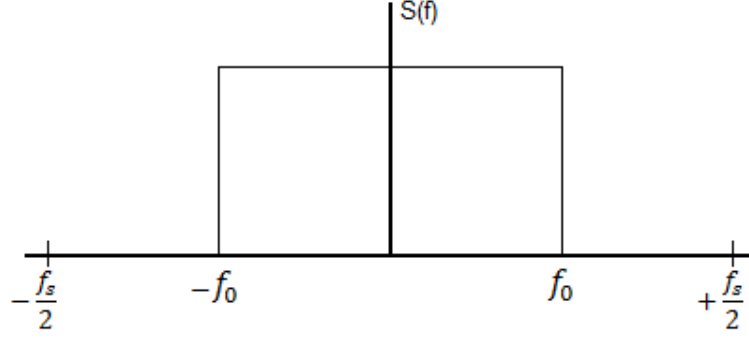


Figura 1.27: *Espectro de $y_2(n)$*

$$S(f) = \begin{cases} \frac{V_{LSB}}{12} \sqrt{\frac{1}{f_s}} & \text{para } -f_0 \leq f \leq f_0 \\ 0 & \text{para el resto de los casos} \end{cases} \quad (1.30)$$

cuya potencia es

$$\begin{aligned} P_Q &= \int_{-\infty}^{+\infty} (S(f) \cdot G(f))^2 \cdot df = \int_{-f_0}^{f_0} h^2 \cdot df = \int_{-f_0}^{f_0} \left(\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{1}{f_s}} \right)^2 \cdot df \\ &= \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{2 \cdot f_0}{f_s} = \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{1}{OSR} \end{aligned} \quad (1.31)$$

Suponiendo un cuantificador de N bits cuya entrada es una onda sinusoidal que toma todos los valores del fondo de escala, la potencia de la señal es

$$P_{Señal_{ef}} = V_{Señal_{ef}}^2 = \left(\frac{2^N \cdot V_{LSB}}{2\sqrt{2}} \right)^2 \quad (1.32)$$

La SNR de la señal cuantificada es

$$\begin{aligned} SNR &= 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{Señal}}{P_{Ruido}} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\frac{2^N \cdot V_{LSB}}{2\sqrt{2}}}{\frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{1}{OSR}} \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(2^{2N} \cdot OSR \cdot \frac{12}{8} \right) \approx 6,02N + 1,76 + 10 \cdot \log_{10} OSR \end{aligned} \quad (1.33)$$

Por tanto, si la frecuencia de muestreo es el doble del ancho de banda la OSR es 1, por lo que la SNR sigue la ecuación de los conversores con ratio de Nyquist (ecuación 1.26). A medida que aumenta la frecuencia de muestreo, aumenta la OSR y por consiguiente la SNR .

2. Diseño de nivel del sistema

En este Trabajo de Fin de Grado se va a diseñar y construir un demostrador con el fin de comprobar la viabilidad de un sistema que transforme el sonido recogido por un micrófono de condensador directamente en una señal digital. La tecnología disponible habitualmente para registrar datos permite muestrear en decenas e incluso centenas de megahertzios, y el ancho de banda del audio es de 20 kHz , por lo que resulta interesante implementar un conversor por sobremuestreo.

2.1. Conversores Sigma-Delta

Dentro de los conversores por sobremuestreo se encuentran los conversores Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$), que no solo reparten el ruido de cuantificación en un ancho de banda mayor al de interés sino que se llevan la mayor parte a altas frecuencias. Esto se consigue filtrando paso alto el ruido de cuantificación sin filtrar la señal, lo que implica un sistema donde las funciones de transferencia de la señal de entrada y la del ruido de cuantificación sean diferentes.

2.1.1. Ruido de cuantificación

Un ejemplo de modulador $\Sigma\Delta$ discreto es el que se representa en el diagrama de bloques de la Figura 2.1

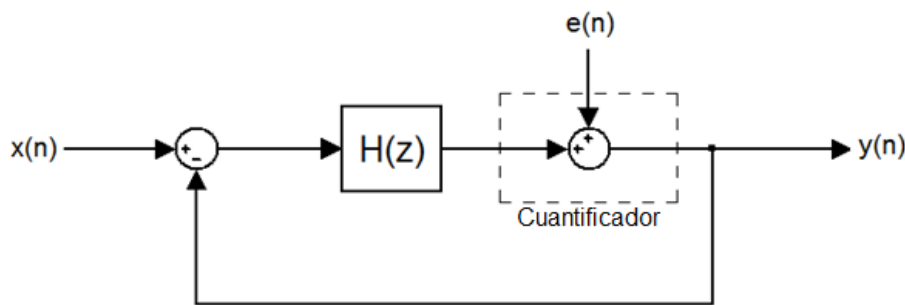


Figura 2.1: *Diagrama de bloques de un modulador $\Sigma\Delta$ discreto*

Las funciones de transferencia del error de cuantificación $e(n)$, $Q_{FT}(z)$, y de la señal $x(n)$, $S_{FT}(z)$, son:

$$Q_{FT}(z) = \frac{1}{1 + H(z)} \quad (2.1)$$

$$S_{FT}(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)} \quad (2.2)$$

Para eliminar ruido del ancho de banda de la señal es necesario que la función de transferencia del error se corresponda con la de un filtro paso alto sin alterar la de la señal, lo que se consigue utilizando un integrador en tiempo discreto, de forma que si

$$H(z) = \frac{1}{z - 1} \quad (2.3)$$

la función de transferencia de la señal es

$$S_{FT}(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)} = \frac{\frac{1}{z-1}}{1 + \frac{1}{z-1}} = z^{-1} \quad (2.4)$$

que es tan solo un retraso, mientras que la función de transferencia del error de cuantificación es

$$Q_{FT}(z) = \frac{1}{1 + H(z)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{z-1}} = 1 - z^{-1} \quad (2.5)$$

que es la primera diferencia, lo que equivale a un filtro paso alto. Desarrollando la ecuación y calculando su módulo se obtiene que

$$Q_{FT}(z) = 1 - e^{-j\frac{2\pi f}{f_s}} = \frac{e^{j\frac{2\pi f}{f_s}} - e^{-j\frac{2\pi f}{f_s}}}{2j} \cdot 2j \cdot e^{-j\frac{2\pi f}{f_s}} = 2j \cdot \sin\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \cdot e^{-j\frac{2\pi f}{f_s}} \quad (2.6)$$

$$|Q_{FT}| = 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \quad (2.7)$$

Entonces, la potencia del ruido de cuantificación es

$$\begin{aligned} P_Q &= \int_{-\infty}^{+\infty} (S(f) \cdot |Q_{FT}| \cdot G(f))^2 \cdot df = \int_{-f_0}^{+f_0} (S(f) \cdot |Q_{FT}|)^2 \cdot df \\ &= \int_{-f_0}^{+f_0} \left(\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{1}{f_s}} \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \right)^2 \cdot df \end{aligned} \quad (2.8)$$

Puesto que la frecuencia f_0 del límite de integración es mucho menor que la frecuencia de muestreo, se puede aproximar el valor del seno del ángulo al propio ángulo, por lo que se llega a que

$$\begin{aligned}
P_Q &= \int_{-f_0}^{+f_0} \left(\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{1}{f_s}} \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \right)^2 \cdot df \\
&\approx \int_{-f_0}^{+f_0} \left(\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{1}{f_s}} \cdot 2 \cdot \frac{\pi f}{f_s} \right)^2 \cdot df \\
&= \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{1}{f_s} \cdot \frac{4\pi^2}{f_s^2} \cdot \frac{2 \cdot f_0^3}{3} = \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{\pi^2}{3} \cdot \left(\frac{1}{OSR} \right)^3
\end{aligned} \tag{2.9}$$

Suponiendo, de nuevo, un cuantificador de N bits cuya entrada es una onda sinusoidal que toma todos los valores del fondo de escala, la potencia de la señal es

$$P_{Señal_{ef}} = V_{Señal_{ef}}^2 = \left(\frac{2^N \cdot V_{LSB}}{2\sqrt{2}} \right)^2 \tag{2.10}$$

La SNR de la señal cuantificada es

$$\begin{aligned}
SNR &= 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{Señal}}{P_{Ruido}} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\left(\frac{2^N \cdot V_{LSB}}{2\sqrt{2}} \right)^2}{\frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{\pi^2}{3} \cdot \left(\frac{1}{OSR} \right)^3} \\
&= 10 \cdot \log_{10} \left(2^{2N} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{3}{\pi^2} \cdot OSR^3 \right) \\
&\approx 6,02N + 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} OSR
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Aunque para relaciones de sobremuestreo cercanas a la unidad el resultado es peor que el de un conversor tradicional, a medida que aumenta la frecuencia de muestreo la relación señal a ruido mejora notablemente.

2.1.2. Funcionamiento de un $\Sigma\Delta$ de orden 1

El diagrama de bloques de un conversor $\Sigma\Delta$ de orden 1 sencillo en tiempo continuo puede ser como el mostrado en la Figura 2.2.

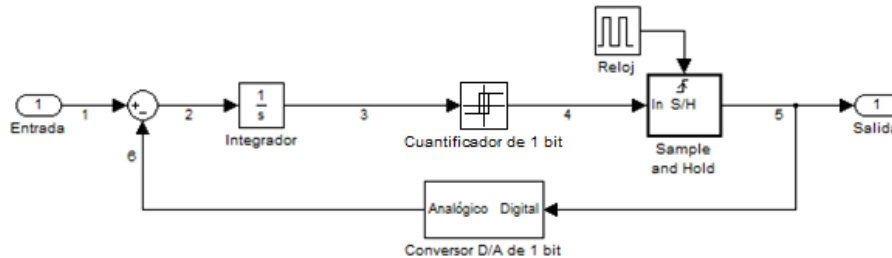
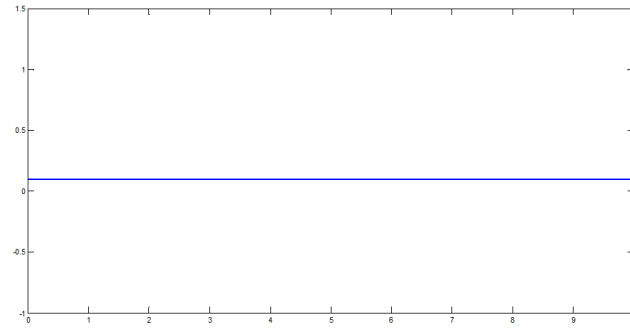
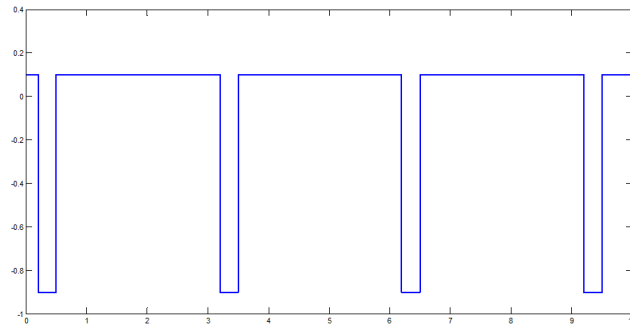
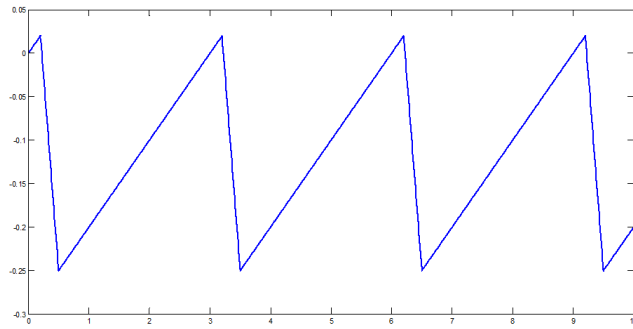
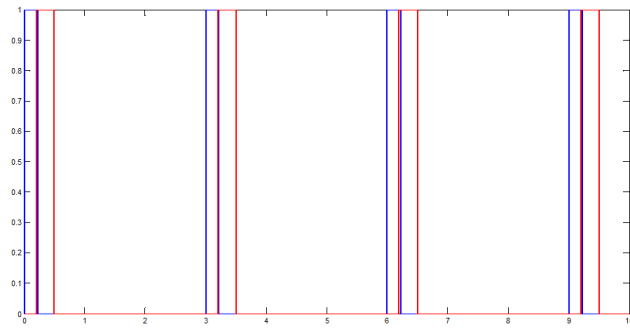


Figura 2.2: Diagrama de bloques de un conversor $\Sigma\Delta$ continuo

A la señal de entrada (1) se le resta la salida convertida de digital a analógica (6), obteniendo así la señal de error (2). Este error es integrado (3), posteriormente

(a) *Entrada del modulador (1)*(b) *Señal de error (2)*(c) *Error integrado (3)*(d) *Rojo: Salida del cuantificador (4); Azul: Salida del cuantificador muestreada (5 y 6)*Figura 2.3: *Señales del modulador $\Sigma\Delta$ de la Figura 2.2*

cuantificado con un cuantificador de un solo bit (4), y finalmente muestreado (5). En este caso, el cuantificador es de un solo bit, por lo que su salida es '1' si la entrada es positiva y '0' en caso contrario.

Para ilustrar el funcionamiento del modulador se puede suponer una entrada y ver el comportamiento en distintos puntos del sistema, como se muestra en la Figura 2.3. La entrada supuesta será una señal continua de un valor cualquiera, por ejemplo 0.1, como la de la Figura 2.3(a).

La señal de error (2), mostrada en la Figura 2.3(b), comienza siendo igual a la de entrada, y se hace negativa cuando la salida es '1'. El ancho de los pulsos depende del periodo de muestreo, que en este ejemplo es 0,3 s. El error integrado (3), que puede verse en la Figura 2.3(c), se convierte en una señal digital tras pasar por el cuantificador de un bit. Esto puede verse en la Figura 2.3(c), donde la señal azul es la salida del cuantificador (4), que muestra el signo del error integrado, y la roja es la señal muestreada (5), que se corresponde con la realimentación (6).

La entrada debe estar acotada entre los valores que puede salir del conversor D/A, ya que la señal de error tiene que poder tomar valores positivos y negativos para que el integrador no se sature. En este caso el conversor solo puede dar 0 o 1, por lo que la entrada debe estar entre 0 y 1. En la Figura 2.4 se muestra la salida ante una rampa, y una frecuencia de muestreo de 10 Hz.

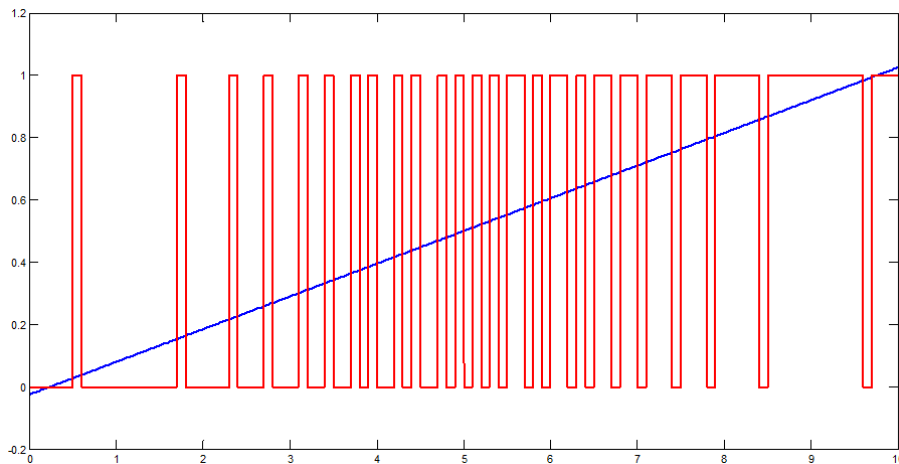


Figura 2.4: Salida del modulador $\Sigma\Delta$ de primer orden ante una rampa, con $f_s = 10$ Hz

En esta imagen se puede observar de forma intuitiva como el valor de entrada queda modulado en densidad de pulsos, cuyo ancho es el periodo de muestreo. Al incrementar la frecuencia de muestreo, el número de pulsos que pueden darse por unidad de tiempo es mayor, por lo que aumenta la resolución del convertidor.

2.1.3. Oscilador como $\Sigma\Delta$ de orden 1

Un modulador Sigma-Delta diferente puede construirse utilizando un oscilador. Un oscilador es un circuito electrónico capaz de generar una señal alterna sin necesidad de ninguna entrada, con una frecuencia que depende de algunos parámetros del circuito. Suponiendo una oscilación sinusoidal, la salida responde a la ecuación

$$y(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi_0) \quad (2.12)$$

donde A es la amplitud, ω es la frecuencia del oscilador en radianes/segundo, y ϕ_0 es el desfase. La fase de la señal es

$$\phi(t) = \omega \cdot t + \phi_0 \quad (2.13)$$

Al derivar la fase con respecto al tiempo se obtiene

$$\frac{\delta\phi}{\delta t} = \frac{\delta(\omega \cdot t + \phi_0)}{\delta t} = \omega \quad (2.14)$$

Por lo que se puede modelizar este sistema como un integrador, como se muestra en la Figura 2.5

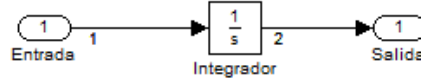


Figura 2.5: *Modelo de un oscilador como un integrador de fase*

donde la señal de entrada (1) es la frecuencia y la salida (2) es la fase. Tras simular este modelo, utilizando como entrada una señal continua cualquiera, en este caso de valor 5 radianes/segundo, se obtiene la salida mostrada en la Figura 2.6.

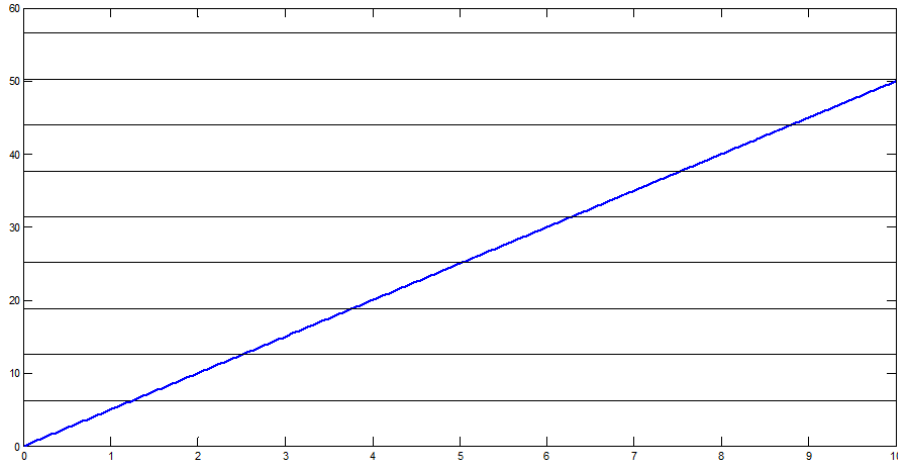


Figura 2.6: *Salida del oscilador (fase, en radianes, en función del tiempo, en segundos)*

En la Figura 2.6 se muestran también los múltiplos de 2π , ya que la fase no puede ser superior a este valor puesto que

$$\sin(\phi) = \sin(\phi + 2 \cdot \pi \cdot n), \quad \forall n \in \mathbb{Z} \quad (2.15)$$

Para corregir esto es necesario restar a la fase su valor cuantificado en múltiplos de 2π . Una forma de conseguirlo es restarle la salida de un contador que se incrementa cuando la fase es mayor que 2π , multiplicado por 2π para que esta vuelva a 0, como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 2.7.

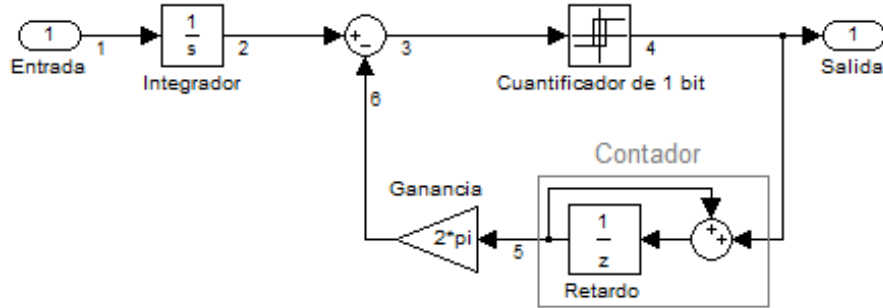


Figura 2.7: Diagrama de bloques del oscilador con contador para acotar la fase

Igual que con el modelo anterior, que solo constaba de un integrador, se simula este a lo largo de 10 segundos con una entrada de 5 radianes/segundo, cuyo resultado se representa en la Figura 2.8.

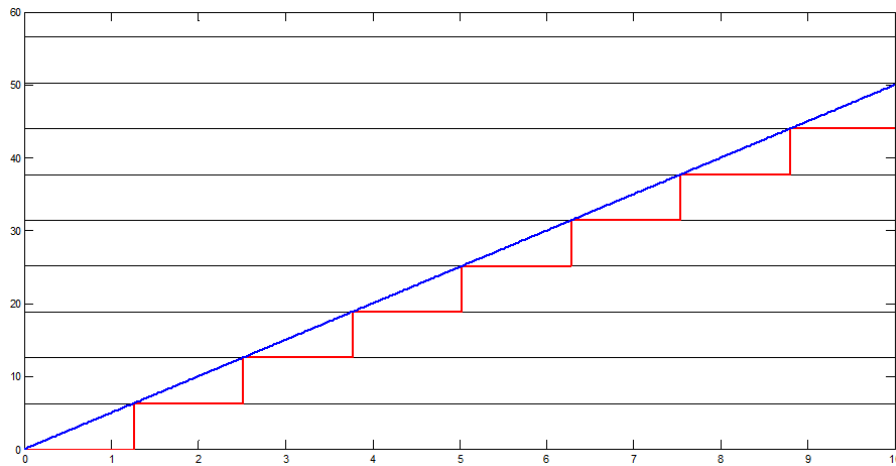


Figura 2.8: Señales del sistema de la Figura 2.7; Azul: Salida del oscilador (2); Rojo: Salida del contador (6)

En azul se muestra la frecuencia integrada, es decir, la fase (2). La señal roja es la salida del contador (que sería la señal 5) multiplicada por 2π (6), de forma que la diferencia (3) nunca es mayor que 2π . En la Figura 2.9 se puede ver este fenómeno con más detalle.

En rojo se muestra la diferencia (3), y en azul la salida (4) que se correspondería con un detector de flancos de subida. Cuando la diferencia llega a 2π , el cuantificador se pone a '1', lo que hace que el contador se incremente en 1 y la señal de realimentación lo haga en 2π radianes, de forma que la diferencia se hace 0.

El modelo puede ser modificado sustituyendo el contador, que se puede considerar un integrador en tiempo discreto, por un integrador en tiempo continuo, resultando el diagrama de la Figura 2.10.

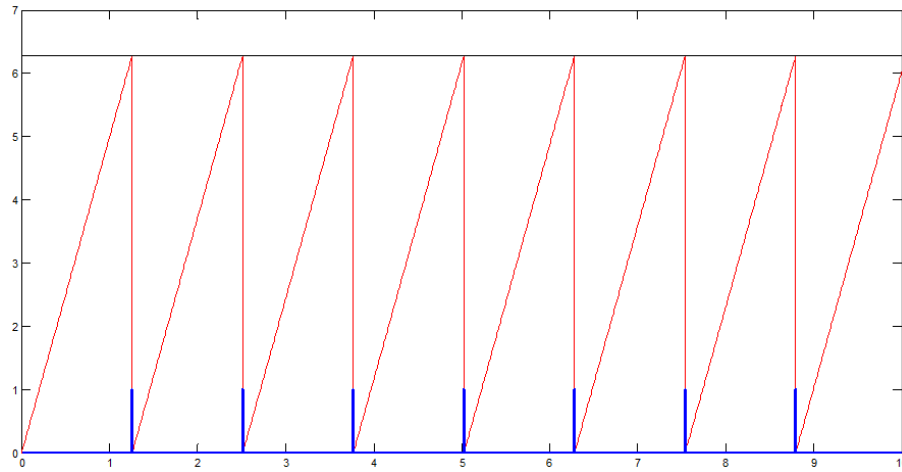


Figura 2.9: Señales del sistema de la Figura 2.7; Rojo: Diferencia entre fase y contador (3); Azul: Flancos del contador (4)

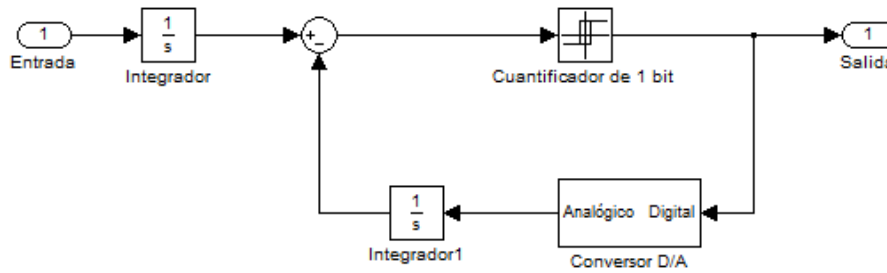


Figura 2.10: Diagrama de bloques del oscilador con un integrador en tiempo continuo en lugar del contador

Puesto que la integración es un proceso lineal, se pueden agrupar los integradores obteniendo un diagrama similar al del modulador Sigma-Delta de orden 1 (Figura 2.2), como se puede apreciar en la Figura 2.11.

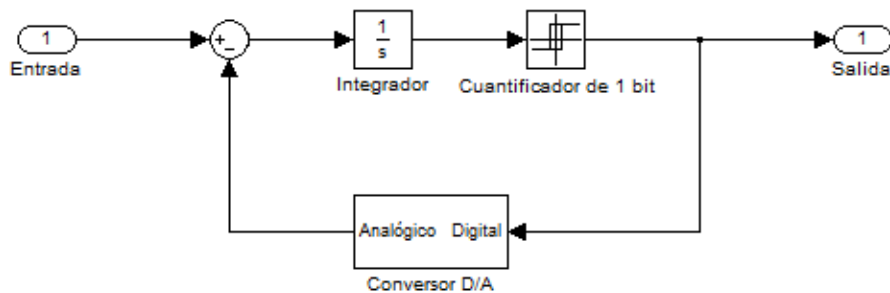


Figura 2.11: Diagrama de bloques del oscilador como un $\Sigma\Delta$ de orden 1 continuo

Por tanto, un oscilador de frecuencia variable se comporta como un modulador Sigma-Delta donde la entrada cambia la frecuencia de oscilación, lo que implica un cambio en la densidad de pulsos que son representados por el paso por 2π radianes en la fase, por lo que el pulso no existe como tal.

2.2. Diagrama de bloques del sistema

El sistema que se va a construir puede resumirse en el diagrama de bloques de la Figura 2.12.

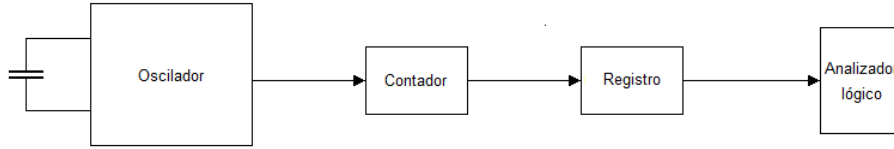


Figura 2.12: *Diagrama de bloques del sistema*

El primer bloque es un circuito oscilador del cual forma parte el micrófono de condensador que, como se ha explicado anteriormente, funciona como un modulador Sigma-Delta de primer orden. La salida del oscilador es una señal cuadrada cuya frecuencia depende de la distancia entre las placas del condensador, por lo que el paso de la fase por 2π radianes implica un flanco de subida.

El siguiente bloque es un contador cuyo valor se incrementa con uno de los flancos del oscilador, lo que permite contar el número de “pulsos” del modulador.

La salida del contador va al siguiente bloque que registra el valor del contador con periodo de muestreo constante, de modo que calculando el incremento se puede calcular la frecuencia del oscilador.

El último bloque recoge los valores registrados y calcula la primera diferencia, además de corregir errores causados, por ejemplo, por la saturación del contador. En este caso se trata de un analizador lógico conectado a un ordenador que alberga el programa de adquisición.

2.3. Relación señal a ruido del sistema

La relación señal a ruido de un conversor $\Sigma\Delta$ de primer orden tradicional viene dada por la ecuación calculada en el apartado 2.1.1:

$$SNR = 6,02N + 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10}OSR \quad (2.16)$$

Sin embargo, esta SNR se obtiene para una señal de entrada que tome valores en todo el fondo de escala del conversor. En la versión del oscilador, el contador hace una función equivalente al cuantificador, ya que transforma la fase continua en múltiplos de 2π , por lo que la señal de entrada puede considerarse equivalente a la fase que avanza el oscilador. La amplitud de la señal de entrada es la máxima variación de incremento de fase de una muestra a otra en pasos del contador, que son equivalentes a un V_{LSB} de un cuantificador tradicional. Por tanto, la amplitud de entrada en V_{LSB} es

$$V_{Señal} = \frac{Cuenta_{max} - Cuenta_{min}}{2} = \frac{f_{max}}{2 \cdot f_s} - \frac{f_{min}}{2 \cdot f_s} = \frac{f_{max} - f_{min}}{2 \cdot f_s} \quad (2.17)$$

donde $Cuenta_{max}$ y $Cuenta_{min}$ son los incrementos máximos y mínimos de fase en revoluciones, f_{max} y f_{min} son las frecuencias máxima y mínima del oscilador, y f_s es la frecuencia de muestreo. La potencia de la señal de error de cuantificación sigue siendo la misma que en un Sigma-Delta convencional, por lo que la relación señal a ruido es la siguiente:

$$\begin{aligned}
 SNR &= 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{Señal}}{P_{Ruido}} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\left(\frac{f_{max} - f_{min} \cdot V_{LSB}}{2 \cdot f_s \cdot \sqrt{2}} \right)^2}{\frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{\pi^2}{3} \cdot \left(\frac{1}{OSR} \right)^3} \\
 &= 10 \cdot \log_{10} \left(\left(\frac{f_{max} - f_{min}}{f_s} \right)^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{3}{\pi^2} \cdot OSR^3 \right) \\
 &\approx 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} OSR + 20 \cdot \log_{10} (Cuenta_{max} - Cuenta_{min})
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

El factor $6,02N$ que aparece en el Sigma-Delta convencional (ecuación 2.16) es sustituido por $20 \cdot \log_{10}(Cuenta_{max} - Cuenta_{min})$, que en adelante se denomina factor *Att*.

2.4. Análisis de osciladores

Existen muchos tipos de osciladores cuya frecuencia varía con la capacidad del condensador, que en este caso es la cápsula microfónica, por lo que es necesario analizar varios tipos de osciladores para encontrar el más adecuado para el convertor.

2.4.1. Osciladores sinusoidales

Los osciladores sinusoidales, que son aquellos cuya salida tiene esta forma de onda, son circuitos realimentados que no tiene entrada, como el mostrado en la Figura 2.13(a).

Para estudiar su comportamiento se abre el lazo de realimentación por cualquier parte y se analiza la función de transferencia que supondría el sistema cuyas entradas y salidas se sitúan donde se ha abierto el lazo, como se puede ver en la Figura 2.13(b).

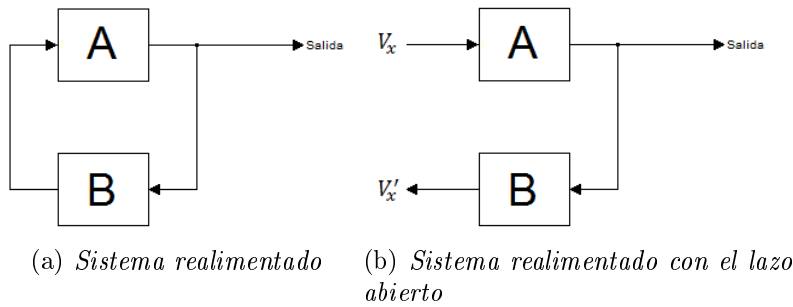


Figura 2.13: Diagramas de bloques de un oscilador como un sistema realimentado

La función de transferencia de este sistema es

$$\frac{V_x'}{V_x} = A \cdot B \quad (2.19)$$

Para que el circuito oscile, el sistema debe cumplir las condiciones de Barkhausen:

La primera es la condición de fase, según la cual el desfase de la función de transferencia AB debe ser múltiplo de 2π .

La segunda es la condición de arranque, que hace referencia a la necesidad de que la ganancia sea superior a la unidad para la frecuencia de oscilación, puesto que el sistema no tiene entrada y obtiene la señal de amplificar el ruido eléctrico.

Por último, la condición de mantenimiento indica que para una amplitud determinada la ganancia de lazo de la frecuencia de oscilación debe ser igual a la unidad, lo que implica que el sistema debe contar con elementos no lineales que controlen la amplitud.

En el análisis de los osciladores no se tendrán en cuenta los criterios referidos a la amplitud, puesto que eso serían detalles de la construcción y se pretende estudiar la viabilidad del oscilador en cuanto a sensibilidad y distorsión, por lo que solo influye la frecuencia que se determina con la condición de fase.

Oscilador LC

El primer oscilador analizado es un oscilador LC derivado del Hartley, con un condensador y dos inductancias, y un JFET que controla la amplitud gracias a su no linealidad. El circuito electrónico de este oscilador se muestra en la Figura 2.14(a), cuyo equivalente en pequeña señal es el de la Figura 2.14(b).

La resistencia R_i es una resistencia interna del transistor de un valor muy alto, pero es necesario tenerla en cuenta en el análisis porque genera parte del desfase que necesita el oscilador. El lazo de realimentación se ha abierto entre esta resistencia y la inductancia L_1 , por la puerta del JFET, como se puede ver en la Figura 2.14(c).

La impedancia del condensador C es

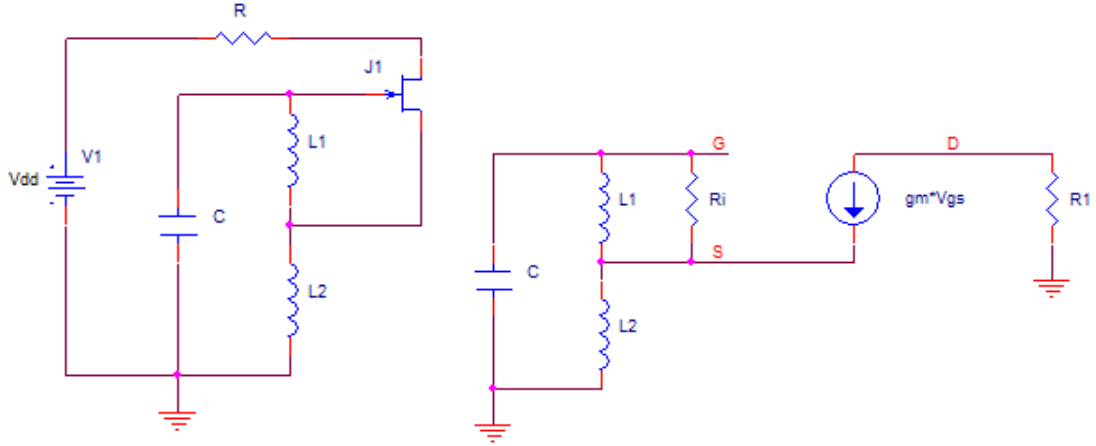
$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.20)$$

donde j es la unidad imaginaria, ω es la frecuencia en radianes/segundo, y C es la capacidad del condensador en Faradios. Las impedancias de las inductancias son

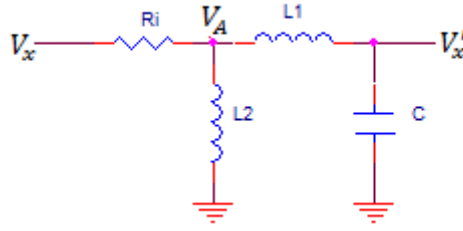
$$Z_{L1} = j\omega L_1 \quad (2.21)$$

$$Z_{L2} = j\omega L_2 \quad (2.22)$$

donde L_1 y L_2 son los valores de las inductancias correspondientes. La tensión V_A puede calcularse considerando el división de tensión formado por R_i y el paralelo de L_2 con la serie de C y L_1 .



(a) Circuito básico del oscilador LC (b) Circuito equivalente en pequeña señal del oscilador LC



(c) Lazo de realimentación del oscilador LC

Figura 2.14: Circuitos electrónicos de un oscilador LC

$$V_A = V_x \cdot \frac{Z_{L2} || (Z_{L1} + Z_C)}{R_i + Z_{L2} || (Z_{L1} + Z_C)} \quad (2.23)$$

De la misma forma, V_x' se calcula a partir de V_A como la salida del divisor de tensión formado por L_1 y C .

$$V_x' = V_A \cdot \frac{Z_C}{Z_{L1} + Z_C} = V_x \cdot \frac{Z_{L2} || (Z_{L1} + Z_C)}{R_i + Z_{L2} || (Z_{L1} + Z_C)} \cdot \frac{Z_C}{Z_{L1} + Z_C} \quad (2.24)$$

Sustituyendo y despejando, se llega a la expresión

$$\frac{V_x'}{V_x} = \frac{-j\omega L_2}{j\omega^3 L_2 L_1 C - j\omega L_2 + \omega^2 R_i (L_1 + L_2) C + R_i} \quad (2.25)$$

Según el criterio de Barkhausen de la fase, esta función de transferencia debe desfasear un múltiplo de 2π . En este caso, el desfase estará comprendido entre $-\pi$, cuando el denominador solo tiene parte imaginaria positiva, y 0, cuando el denominador solo tiene parte imaginaria negativa. Por tanto, el desfase debe ser 0 radianes,

lo que implica que el denominador debe ser un número imaginario negativo. El denominador será imaginario si su parte real es 0, lo que implica

$$\omega^2 R_i (L_1 + L_2) C + R_i = 0 \quad (2.26)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad (2.27)$$

Para esa frecuencia el desfase es 0 o $\sim \pi$. Que el desfase sea 0 implica que la función de transferencia debe ser positiva, lo que implica que

$$\frac{-j\omega L_2}{j\omega^3 L_2 L_1 C - j\omega L_2} > 0 \rightarrow \frac{1}{\omega^2 L_1 C - 1} < 0 \rightarrow \omega < \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (2.28)$$

La frecuencia siempre cumple esta condición, ya que la inecuación

$$\frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}} < \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (2.29)$$

siempre es correcta para valores positivos de inductancias y capacidades. Por tanto, la frecuencia de este oscilador en hercios es

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad (2.30)$$

En el lugar del condensador se colocaría el micrófono, luego se puede sustituir la capacidad en función de los parámetros de este obteniendo la ecuación

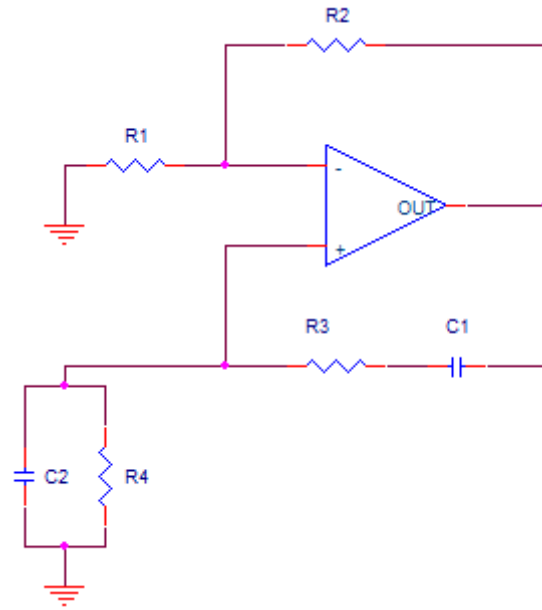
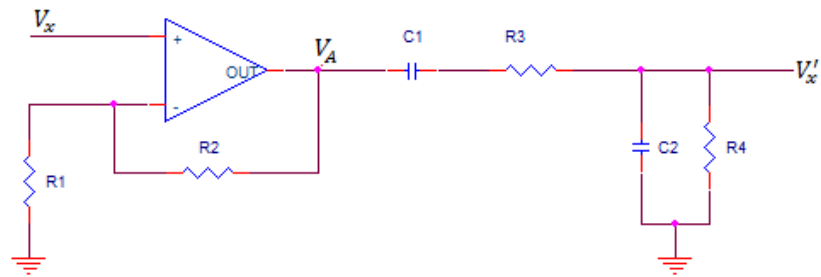
$$f = \frac{\sqrt{d_0 + \Delta d}}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\varepsilon \cdot S}} \quad (2.31)$$

Oscilador en puente de Wien

El siguiente oscilador, cuyo circuito se muestra en la Figura 2.15(a) está basado en el puente de Wien, diseñado por Max Wien a finales del siglo XIX.

A este circuito le falta el mecanismo de control de amplitud, que suele hacerse con diodos en antiparalelo en la rama de alimentación, pero no afecta al análisis de la frecuencia de oscilación. Para estudiar el oscilador, se abre el lazo de realimentación por la entrada no inversora del amplificador operacional, obteniendo el circuito de la Figura 2.15(b).

El resultado es un amplificador no inversor seguido de un divisor de tensión compuesto por dos impedancias: la formada por C_1 en serie con R_3 , y la formada por C_2 en paralelo con R_4 . Las impedancias de los condensadores son las siguientes:

(a) *Circuito básico del oscilador en puente de Wien*(b) *Circuito del oscilador en puente de Wien con el lazo de realimentación abierto*Figura 2.15: *Circuitos electrónicos de un oscilador Wien*

$$Z_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2.32)$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{j\omega C_2} \quad (2.33)$$

La tensión a la salida del amplificador no inversor es

$$V_A = V_x \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.34)$$

A partir de esta tensión se calcula la salida del divisor de tensión, obteniendo la función de transferencia:

$$V_x' = V_A \cdot \frac{\frac{Z_{C2}R_4}{Z_{C2}+R_4}}{\frac{Z_{C2}R_4}{Z_{C2}+R_4} + Z_{C1} + R_3} = V_x \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{\frac{Z_{C2}R_4}{Z_{C2}+R_4}}{\frac{Z_{C2}R_4}{Z_{C2}+R_4} + Z_{C1} + R_3} \quad (2.35)$$

$$\frac{V_x'}{V_x} = \frac{-j(R_1 + R_2)C_1R_4\omega}{R_1(-jR_4(C_1 + C_2)\omega - 1 - jR_3C_1\omega + R_3R_4C_1C_2\omega^2)} \quad (2.36)$$

Igual que en el caso del oscilador LC, el denominador solo puede tener parte imaginaria, de lo que se deduce que

$$R_3R_4C_1C_2\omega^2 - 1 = 0 \quad (2.37)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_3R_4C_1C_2}} \quad (2.38)$$

La ganancia también debe ser positiva, por lo que aparece otra condición:

$$\frac{(R_1 + R_2)C_1R_4}{R_1(R_4(C_1 + C_2) + R_3C_1)} > 0 \quad (2.39)$$

Puesto que todos los parámetros son positivos, esta inecuación se cumple siempre, lo que implica que la frecuencia del oscilador en hercios sea

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3R_4C_1C_2}} \quad (2.40)$$

La capsula microfónica puede ir en el lugar de cualquiera de los condensadores. En el caso de sustituir C_2 , la ecuación de la frecuencia es la siguiente:

$$f = \frac{\sqrt{d_0 + \Delta d}}{2\pi\sqrt{R_3R_4C_1\varepsilon S}} \quad (2.41)$$

2.4.2. Oscilador de relajación

Un oscilador de relajación se basa la carga y descarga de un condensador, controladas mediante un elemento con dos estados, como un comparador, un UJT, o un flip-flop. Un ejemplo de oscilador de relajación puede verse en el circuito de la Figura 2.16.

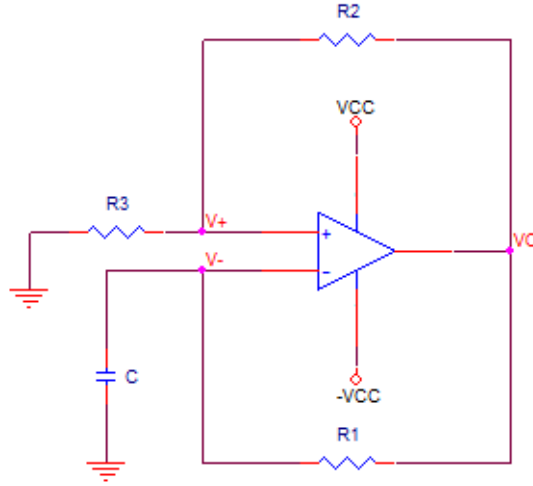


Figura 2.16: *Circuito de un oscilador de relajación hecho con un comparador*

El elemento central es un comparador con alimentación simétrica, cuyas salidas pueden ser $+V_{cc}$ o $-V_{cc}$. La realimentación positiva dota al comparador de histéresis, y a la entrada negativa del comparador se conecta un condensador que se carga y descarga a través de la resistencia R_1 con la tensión de salida. El comportamiento del circuito se muestra en la Figura 2.17.

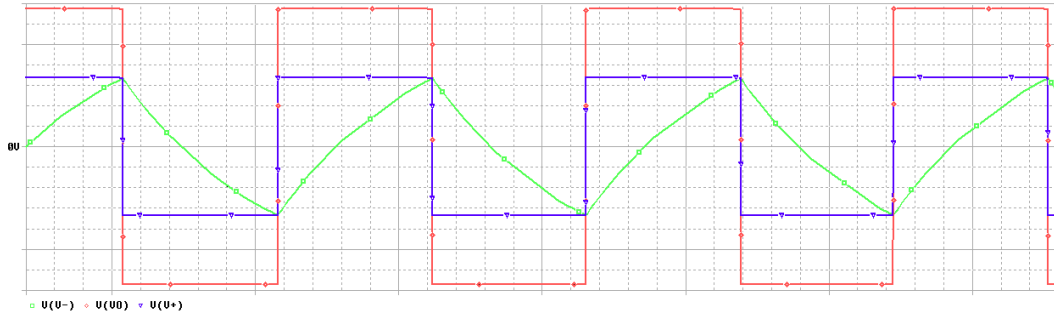


Figura 2.17: *Comportamiento del oscilador de relajación de la Figura 2.17*

La señal representada en rojo es la salida del comparador (V_O), cuya amplitud es idealmente la alimentación. A la entrada positiva del comparador (V_+) llega la señal azul, que es la salida atenuada por el divisor de tensión, según la expresión

$$V_+ = V_0 \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_2} \quad (2.42)$$

La señal verde representa la tensión en la entrada negativa del comparador (V_-), que es a su vez la tensión a extremos del condensador. Suponiendo el condensador descargado en un inicio, el comparador tendría la misma tensión en sus dos entradas. El ruido eléctrico podría hacer que la entrada positiva tuviera, por ejemplo, una tensión ligeramente superior a la entrada negativa, lo que implicaría que la salida del comparador llegara a $+V_{cc}$.

El conjunto formado por la resistencia de la realimentación negativa y el condensador ve una tensión positiva, por lo que este último comienza a cargarse hacia la tensión de alimentación positiva. Esta es la situación que puede verse en los primeros instantes del oscilograma de la simulación, que se mantiene hasta que la tensión del condensador supera la tensión en la entrada positiva del comparador. En esa circunstancia la salida se vuelve negativa, lo que implica que la entrada positiva del comparador también es negativa y el condensador comienza a descargarse hacia la tensión de alimentación negativa. Cuando esta tensión llega a la de la entrada positiva del comparador, la salida vuelve a ser positiva y se repite el proceso anterior indefinidamente.

La salida del oscilador es un conjunto de curvas de carga y descarga exponenciales, por lo que no se trata de un oscilador que pueda analizarse mediante los criterios de Barkhausen. Para determinar la frecuencia del oscilador hay que calcular el tiempo que tarda en producirse la carga del condensador, que sigue la ecuación

$$V_C(t) = V \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (2.43)$$

donde $V_C(t)$ es la tensión instantánea del condensador, V es la tensión a la que este tiende a cargarse, C la capacidad del condensador, y R la resistencia a través de la que este se carga. Por comodidad, se llamará V_{th+} a la tensión en la entrada positiva para valores de salida mayores que 0, y V_{th-} a la tensión para salidas negativas, que son

$$V_{th+} = V_{cc} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_2} \quad (2.44)$$

$$V_{th-} = -V_{cc} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_2} \quad (2.45)$$

Tomando como referencia un punto en el que la carga del condensador es mínima y la salida del comparador acaba de hacerse positiva, la tensión a la que se carga el condensador es

$$V = -V_{cc} - V_C(0) \quad (2.46)$$

donde V_{cc} es la tensión de alimentación positiva y $V_C(0)$ es la tensión del condensador en el origen, que es V_{th-} , por lo que

$$V = V_{cc} - \left(-V_{cc} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_2}\right) = V_{cc} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_3 + R_2}\right) \quad (2.47)$$

La salida se vuelve negativa cuando la tensión del condensador se iguala a la de la entrada positiva del comparador. Puesto que un ciclo completo comprende una carga y una descarga, y ambos procesos duran lo mismo, esta tensión puede denominarse $V_C\left(\frac{T}{2}\right)$, como se puede ver en la Figura 2.18.

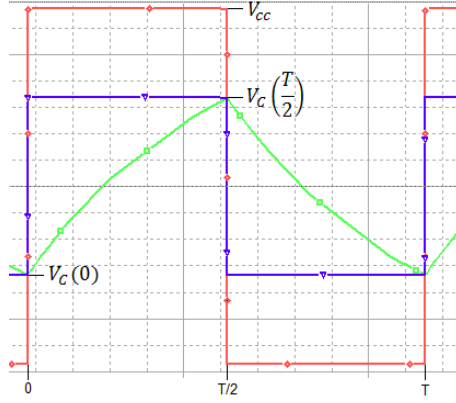


Figura 2.18: Señales del oscilador de relajación de la Figura 2.17 a lo largo de un ciclo

Evaluando la ecuación de la carga del condensador (ecuación 2.43) en este punto se obtiene

$$V_C \left(\frac{T}{2} \right) = V_{cc} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_3 + R_2} \right) \cdot \left(1 - e^{\frac{-T}{2R_1C}} \right) \quad (2.48)$$

Además, esta tensión es la salida del divisor de tensión V_{th+} con respecto a la referencia, por lo que se puede sustituir en la ecuación anterior obteniendo:

$$\begin{aligned} V_C \left(\frac{T}{2} \right) &= V_+ - V_C(0) = V_{cc} \cdot \frac{2 \cdot R_3}{R_3 + R_2} \\ &= V_{cc} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_3 + R_2} \right) \cdot \left(1 - e^{\frac{-T}{2R_1C}} \right) \end{aligned} \quad (2.49)$$

$$\frac{V_{cc} \cdot \frac{2 \cdot R_3}{R_3 + R_2}}{V_{cc} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_3 + R_2} \right)} = 1 - e^{\frac{-T}{2R_1C}} \quad (2.50)$$

$$e^{\frac{-T}{2R_1C}} = \frac{R_2}{2R_3 + R_2} \quad (2.51)$$

$$T = \ln \left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2} \right) \cdot 2R_1C \quad (2.52)$$

El periodo es la inversa de la frecuencia, luego:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2} \right) \cdot R_1C} \quad (2.53)$$

Puesto que en lugar del condensador se pondría el micrófono, la frecuencia resulta

$$\begin{aligned}
 f &= \frac{d_0 + \Delta d}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2}\right) \cdot R_1 \varepsilon S} \\
 &= \frac{d_0}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2}\right) \cdot R_1 \varepsilon S} + \frac{\Delta d}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2}\right) \cdot R_1 \varepsilon S}
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

Por tanto, el incremento de frecuencia es lineal con respecto al incremento de distancia entre las placas del condensador, lo que implica que no hay distorsión alguna.

2.5. Análisis del sistema completo

A continuación se va a realizar un análisis del sistema completo con el fin de elegir uno de los osciladores, las frecuencias tanto de oscilación como de muestreo, y ver qué se puede esperar del conversor para el micrófono disponible. Para hacer el demostrador se ha adquirido un micrófono de condensador con conector XLR como el que se ve en la Figura 2.19.



Figura 2.19: *Micrófono de condensador adquirido*

Este micrófono funciona con alimentación fantasma, por lo que hay que desmontarlo para extraer la cápsula. Tras desoldar el circuito de acondicionamiento se obtiene la cápsula microfónica de la Figura 2.20.

Se ha medido la capacidad del condensador en reposo y es, aproximadamente, 28 pF . La variación de capacidad no se puede medir directamente, por lo que para hacer estimaciones hay que suponer que será del mismo orden de magnitud que otros micrófonos de este tipo. Se sabe que, para un micrófono de condensador conocido, la amplitud de la variación de distancia entre placas es del 8 % para una onda sonora de 120 dB SPL y del 0,4 % para una de 94 dB SPL .

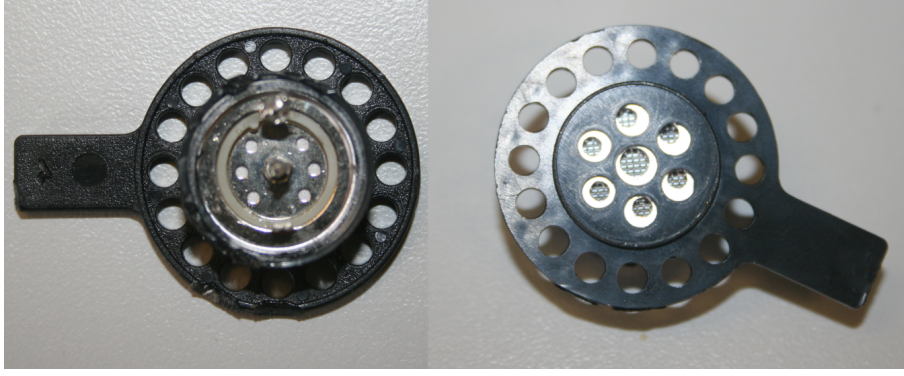


Figura 2.20: Cápsula microfónica extraída del micrófono de la Figura 2.19

2.5.1. Elección del oscilador

En el apartado 2.4 se ha llegado a la expresión que relaciona la distancia entre las placas de la cápsula microfónica con la frecuencia de diferentes osciladores. En el sistema se implementará el oscilador que mejores resultados pueda dar, por lo que hay que analizar cómo se comporta cada uno de ellos en cuanto a sensibilidad y distorsión.

Sensibilidad

A continuación se va a analizar la sensibilidad de los osciladores al sonido. Puesto que la entrada en del sistema es la variación de la distancia entre placas del condensador, y la salida es la variación de frecuencia (y por tanto de pulsos en cierto periodo), la sensibilidad es equivalente a la variación de frecuencia que se produce ante la misma variación de la distancia.

La frecuencia del oscilador LC en función del incremento de la distancia entre placas viene dada por la expresión

$$f(\Delta d) = \frac{\sqrt{d_0 + \Delta d}}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\epsilon S}} \quad (2.55)$$

Teniendo en cuenta que la variación de la distancia entre las placas con respecto a la distancia en reposo es $\frac{\Delta d}{d_0}$, la variación de frecuencia del oscilador es

$$\begin{aligned}
\Delta f &= f(+\Delta d) - f(-\Delta d) = \frac{\sqrt{d_0 + \Delta d}}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\varepsilon S}} - \frac{\sqrt{d_0 - \Delta d}}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\varepsilon S}} \\
&= \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{\Delta d}{d_0}\right) \cdot d_0}}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\varepsilon S}} - \frac{\sqrt{\left(1 - \frac{\Delta d}{d_0}\right) \cdot d_0}}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\varepsilon S}} \\
&= \left(\sqrt{1 + \frac{\Delta d}{d_0}} - \sqrt{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \right) \cdot \frac{\sqrt{d_0}}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\varepsilon S}} \\
&= \left(\sqrt{1 + \frac{\Delta d}{d_0}} - \sqrt{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \right) \cdot f_0
\end{aligned} \tag{2.56}$$

El mismo análisis puede realizarse al oscilador de puente de Wien, obteniendo los mismos resultados:

$$f(\Delta d) = \frac{\sqrt{d_0 + \Delta d}}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_1 \varepsilon S}} \tag{2.57}$$

$$\begin{aligned}
\Delta f &= f(+\Delta d) - f(-\Delta d) = \frac{\sqrt{d_0 + \Delta d}}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_1 \varepsilon S}} - \frac{\sqrt{d_0 - \Delta d}}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_1 \varepsilon S}} \\
&= \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{\Delta d}{d_0}\right) \cdot d_0}}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_1 \varepsilon S}} - \frac{\sqrt{\left(1 - \frac{\Delta d}{d_0}\right) \cdot d_0}}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_1 \varepsilon S}} \\
&= \left(\sqrt{1 + \frac{\Delta d}{d_0}} - \sqrt{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \right) \cdot \frac{\sqrt{d_0}}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_1 \varepsilon S}} \\
&= \left(\sqrt{1 + \frac{\Delta d}{d_0}} - \sqrt{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \right) \cdot f_0
\end{aligned} \tag{2.58}$$

En el caso del oscilador de relajación, la frecuencia viene dada por la ecuación

$$f(\Delta d) = \frac{d_0 + \Delta d}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2}\right) R_1 \varepsilon S} \tag{2.59}$$

Por tanto, la variación de frecuencia es

$$\begin{aligned}
\Delta f &= f(+\Delta d) - f(-\Delta d) \\
&= \frac{d_0 + \Delta d}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2}\right) R_1 \varepsilon S} - \frac{d_0 - \Delta d}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2}\right) R_1 \varepsilon S} \\
&= \frac{2\Delta d}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2}\right) R_1 \varepsilon S} = \frac{\frac{2\Delta d}{d_0} d_0}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2}\right) R_1 \varepsilon S} \\
&= \frac{2\Delta d}{d_0} f_0
\end{aligned} \tag{2.60}$$

La variación de frecuencia será mayor en el oscilador de relajación en el caso de que

$$\begin{aligned} \frac{2\Delta d}{d_0} &> \sqrt{1 + \frac{\Delta d}{d_0}} - \sqrt{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \\ \rightarrow \frac{2\Delta d}{d_0} + \sqrt{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} - \sqrt{1 + \frac{\Delta d}{d_0}} &> 0 \end{aligned} \quad (2.61)$$

condición que se cumple para

$$\frac{\Delta d}{d_0} \in [0, 1] \quad (2.62)$$

que son los valores razonables de $\frac{\Delta d}{d_0}$, por lo que se puede afirmar que el oscilador más sensible es el de relajación.

Distorsión

Tanto en el oscilador LC como en el oscilador en puente de Wien, la frecuencia no tiene una relación lineal con la distancia entre las placas del condensador, por lo aparece distorsión. El análisis de la distorsión puede hacerse mediante las Series de Fourier, aunque este cálculo puede evitarse por medio de algunas simulaciones utilizando MATLAB. Puesto que ambos osciladores responden igual ante variaciones de distancia entre placas, la simulación se hace solo de uno de ellos, y en este caso se ha escogido el oscilador LC por tener menos parámetros.

Para calcular la distorsión, se supone un micrófono con características similares al que se utiliza en el proyecto integrado en el oscilador LC, y se simula el comportamiento de este ante una entrada sinusoidal. Esto se hace calculando la frecuencia que tendría el oscilador para cada valor de desplazamiento de la señal de entrada, y restándole el valor de frecuencia en ausencia de entrada con el fin de conservar únicamente la variación de frecuencia. A esta señal se le aplica el algoritmo FFT para calcular su espectro, obteniendo el que se muestra en la Figura 2.21.

En el eje de abscisas se representa la frecuencia, que es $f = n \cdot f_{Señal}$ donde $f_{Señal}$ es la frecuencia fundamental y n el número del armónico, y en el eje de ordenadas se representa en decibelios el valor eficaz para cada frecuencia, referido al valor eficaz del tono a la frecuencia fundamental. Se puede ver cómo aparecen armónicos, pares e impares, que se deben a la relación no lineal entre frecuencia y distancia entre placas. Para medir la distorsión se utiliza la relación señal a distorsión o *SDR* (por sus siglas en inglés, *Signal-to-Distortion Ratio*), que se define como

$$\begin{aligned} SDR &= 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{Señal}}{P_{Distorsión}} = 10 \cdot \log_{10} \frac{V_{Señalef}^2}{V_{Distorsiónef}^2} \\ &= 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{Señalef}}{V_{Distorsiónef}} \end{aligned} \quad (2.63)$$

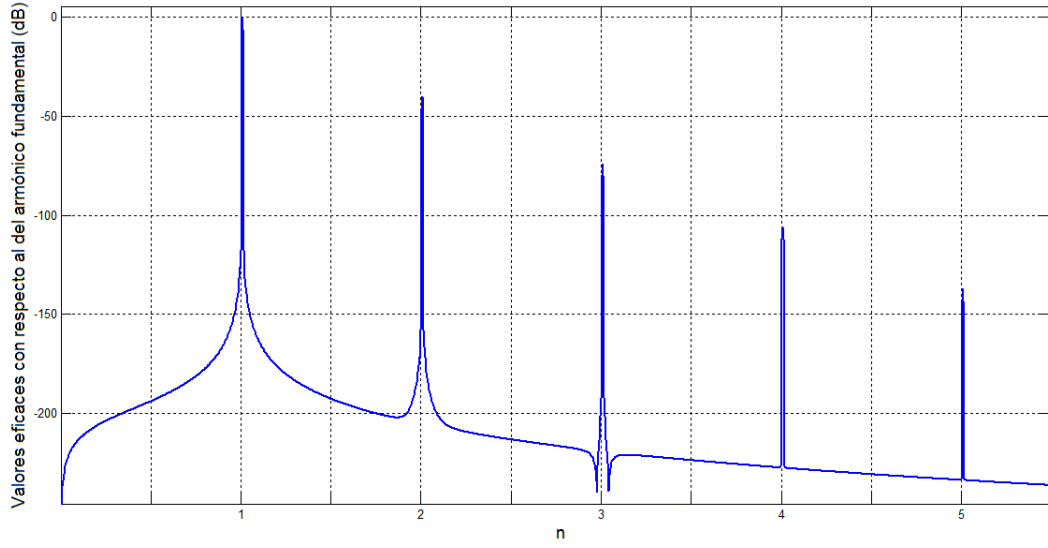


Figura 2.21: *Espectro de la frecuencia del oscilador LC o en puente de Wien ante un sonido de frecuencia $f_{\text{Señal}}$ ($n=1$)*

En este caso, el valor eficaz del cuarto armónico ya es 100 *dB* inferior al del primero, por lo que se puede hacer una aproximación del valor eficaz de la distorsión sumando solo hasta el cuarto armónico, obteniendo la siguiente *SDR*:

$$SDR = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{1e}f}{\sqrt{\sum_{n=2}^{+\infty} V_{ne}f^2}} \approx 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{1e}f}{\sqrt{\sum_{n=2}^4 V_{ne}f^2}} = 39,99 \text{ dB} \quad (2.64)$$

Esta *SDR* se ha calculado suponiendo una entrada de 120 *dB SPL*, pero varía con la amplitud de la entrada puesto que al acercarse a 0 la función raíz cuadrada se hace más lineal. Repitiendo la simulación para varios niveles de presión, se obtiene la gráfica de la Figura 2.22.

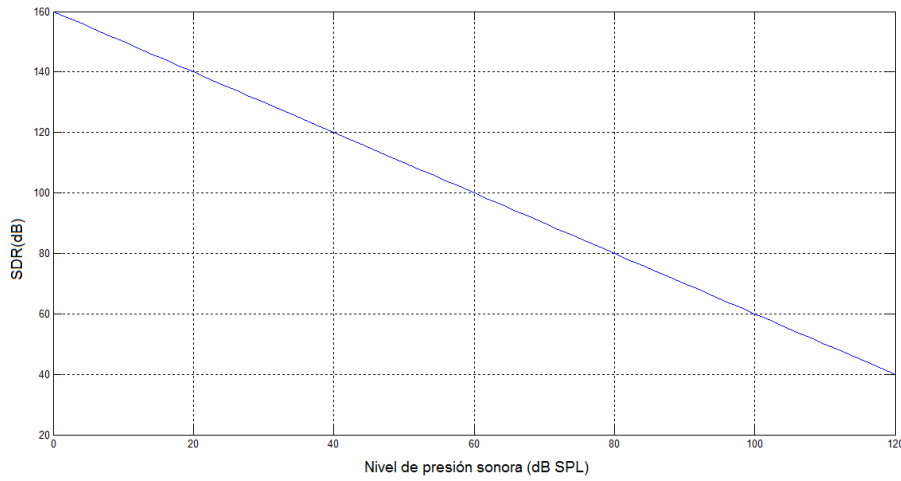


Figura 2.22: *Relación señal a distorsión en función del nivel de presión sonora*

Para sonidos poco intensos la *SDR* es muy alta, pero a medida que los sonidos se hacen más fuertes la distorsión comienza a ser un problema, por lo que el hecho de que el oscilador de relajación no distorsione parece una ventaja considerable.

Por tanto, tras los análisis de sensibilidad y de distorsión (que se resumen en la tabla 2.1), se llega a la conclusión de que el oscilador de relajación es la mejor opción para construir el conversor.

	Oscilador		
	LC	Puente de Wien	Relajación
Sensibilidad	Aceptable	Aceptable	Buena
Distorsión	Considerable	Considerable	Es lineal

Tabla 2.1: Resumen del análisis de los osciladores

2.5.2. Elección de la frecuencia de oscilación y de la frecuencia de muestreo

La relación señal a ruido del sistema, calculada en el apartado 2.3, viene dada por la ecuación

$$SNR = 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} OSR + Att \quad (2.65)$$

El factor *Att* se puede desarrollar hasta quedar en función de parámetros del micrófono y de las frecuencias de muestreo y oscilación:

$$\begin{aligned} Att &= 20 \cdot \log_{10}(Cuenta_{max} - Cuenta_{min}) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{f_{max}}{f_s} - \frac{f_{min}}{f_s} \right) \\ &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\Delta f}{f_s} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{2\Delta d}{d_0} \cdot \frac{f_0}{f_s} \right) \end{aligned} \quad (2.66)$$

Sustituyendo este factor en la ecuación 2.65 se obtiene la siguiente expresión:

$$SNR = 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} OSR + 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{2\Delta d}{d_0} \cdot \frac{f_0}{f_s} \right) \quad (2.67)$$

donde también se ha sustituido el *OSR* por su equivalente con el fin de obtener una ecuación con las variables que se pretenden dimensionar en este apartado. Aunque la frecuencia de muestreo reduce el factor *Att*, aumenta 1,5 veces más el factor debido al *OSR*, por lo que muestrear más rápido es una ventaja. La frecuencia de oscilación solo está relacionada con el factor *Att*, que aumenta con esta, por lo que cuanto mayor sea la velocidad del oscilador mayor *SNR* puede obtenerse.

Sin embargo, la frecuencia de oscilación está limitada por la velocidad de los componentes elegidos, además de por el número de bits del contador. La frecuencia de muestreo tampoco se puede aumentar indefinidamente, ya que está limitada por la velocidad de los componentes y por el volumen de datos que se pueden procesar.

La frecuencia de oscilación elegida es 25 *MHz*, por ser una frecuencia aceptable para un oscilador hecho con componentes discretos, y se muestreará a 12,5 *MHz* por la misma razón.

2.5.3. Simulación del sistema

El sistema se ha simulado con la herramienta Simulink de MATLAB utilizando el modelo de la Figura 2.23.

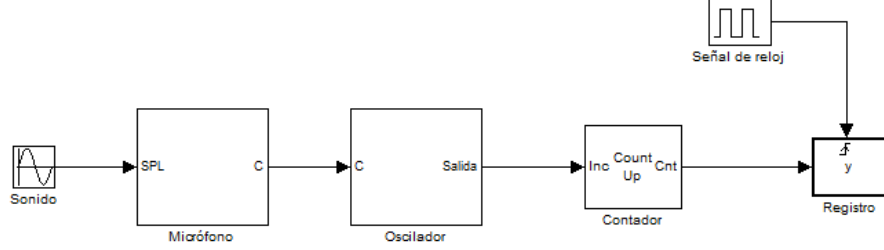


Figura 2.23: *Modelo en Simulink del sistema propuesto*

El bloque llamado “Sonido” genera una señal sinusoidal que representa un tono de frecuencia $f_t = 1kHz$ y amplitud $10^{\frac{SPL-94}{20}}$ donde SPL es el nivel de presión sonora en $dB SPL$ (es decir, que la salida del bloque está en Pascales). El bloque “Micrófono”, que se muestra en la Figura 2.24, hace la función del micrófono, es decir, transforma la presión en capacidad.

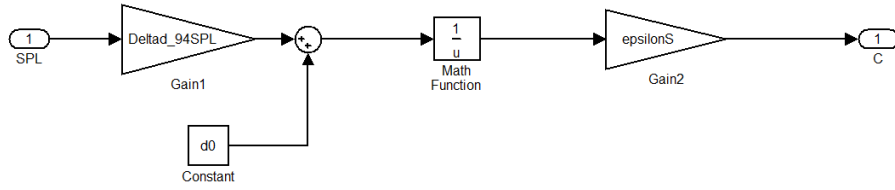


Figura 2.24: *Modelo del bloque Micrófono de la Figura 2.23*

Puesto que la entrada es el nivel de presión sonora en Pascales, se transforma en variación de distancia entre placas multiplicándola por “Deltad_94SPL”, que es la variación que se produce con un Pascal de cambio de presión. Sumando a esta la distancia en reposo, “d0”, se obtiene la distancia entre las placas del condensador en función de la presión. Teniendo en cuenta la ecuación 1.2, se puede obtener la capacidad haciendo la inversa de la distancia y multiplicándola por la permitividad del dieléctrico y por su superficie, producto representado por “epsilonS”.

Para hacer el modelo del oscilador de relajación se ha tenido en cuenta que la entrada negativa del comparador de este filtrada con un filtro RC de primer orden formado por la resistencia R_1 y el micrófono, cuya función de transferencia es la siguiente:

$$\frac{V_-}{V_{\text{Salida del comparador}}} = \frac{Z_C}{R_1 + Z_C} = \frac{\frac{1}{sC}}{R_1 + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{1}{R_1 sC}}{1 + \frac{1}{R_1 sC}} \quad (2.68)$$

Esta función de transferencia puede ponerse en forma de diagrama de bloques como el de la Figura 2.25.

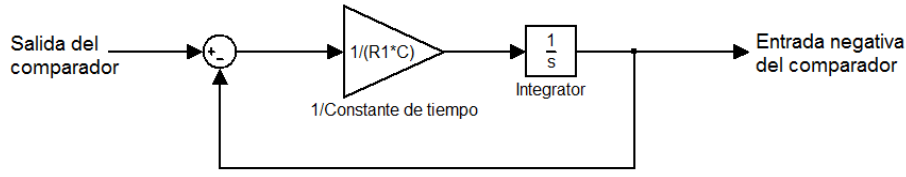


Figura 2.25: *Modelo del filtro paso bajo formado por R_1 y C*

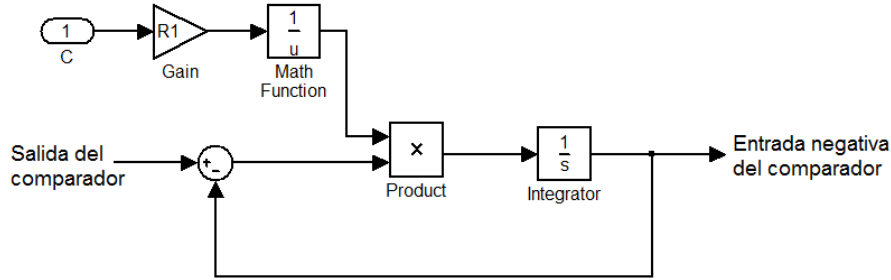


Figura 2.26: *Modelo del filtro paso bajo formado por R_1 y C , utilizando la capacidad de este como entrada*

Puesto que la capacidad del condensador es una entrada del subsistema, el bloque “1/constante de tiempo” debe cambiarse por un multiplicador, quedando el diagrama de bloques de la Figura 2.26.

El comparador con histéresis se modeliza utilizando un biestable SR a cuyas entradas se conectan dos comparadores sin histéresis, como se puede ver en la Figura 2.27.

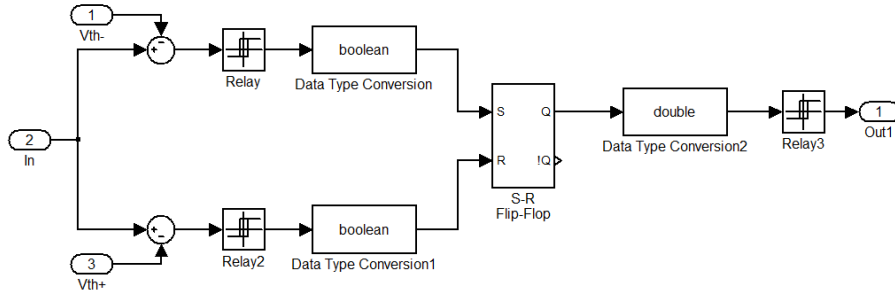


Figura 2.27: *Modelo en Simulink del comparador con histéresis*

La salida del biestable pasa por el bloque “Relay3” que convierte el ‘1’ en +1 y el ‘0’ en -1, que son las salidas reales del comparador. El biestable cambia de ‘0’ a ‘1’ cuando la entrada negativa es menor que la positiva, que es V_{th-} , por lo que la entrada Set es la diferencia entre la entrada negativa del comparador y la tensión umbral negativa, convertida en ‘0’ si es positiva y en ‘1’ en el resto de los casos mediante el bloque “Relay”. El tránsito de ‘1’ a ‘0’ se realiza cuando la entrada negativa es mayor que la positiva, que es V_{th+} , lo que implica que la entrada Reset debe ser la diferencia entre la entrada negativa y la tensión umbral positiva, convertida en ‘1’ si es positiva y en ‘0’ en el resto de los casos mediante el bloque “Relay2”. Los bloques “Data Type Conversion” y “Data Type Conversion1” convierten las señales de tipo

double, que son las que se utilizan en el resto del modelo, en tipo *boolean*, que es el tipo de dato con el que opera el modelo del biestable, para finalmente regresar a tipo *double* con el bloque “Data Type Conversion2”.

El modelo del oscilador, mostrado en la figura Figura 2.28, es la unión del filtro paso bajo y el comparador con histéresis.

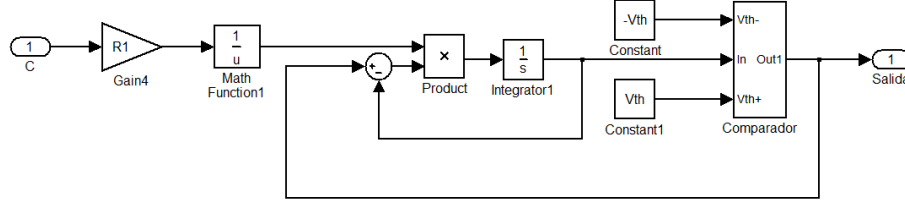


Figura 2.28: *Modelo del oscilador de relajación, donde le bloque “Comparador” es el modelo del comparador con histéresis de la Figura 2.27*

El oscilador se conecta al contador que se configura como contador ascendente limitado a un valor máximo de 15, lo que se corresponde con un contador de 4 bits (que es un tamaño común en el mercado, aunque este parámetro resulta irrelevante en la simulación). Finalmente, el valor del contador es muestreado con una señal de reloj de periodo “Ts”, proporcionando una serie de valores que se almacena en la variable “y” (que es la salida del modelo de Simulink). La salida “y” es tratada en un script de MATLAB que hace la primera diferencia y suma 16 a los valores negativos, para compensar la saturación del contador de 4 bits. De esta forma se obtiene el número de veces que el oscilador llega a 2π radianes. Se ha realizado una simulación suponiendo un sonido de 94 dB SPL, y frecuencias de oscilación en reposo y de muestreo de 25 MHz y 12,5 MHz respectivamente. El espectro de la salida de la simulación se puede ver en la Figura 2.29.

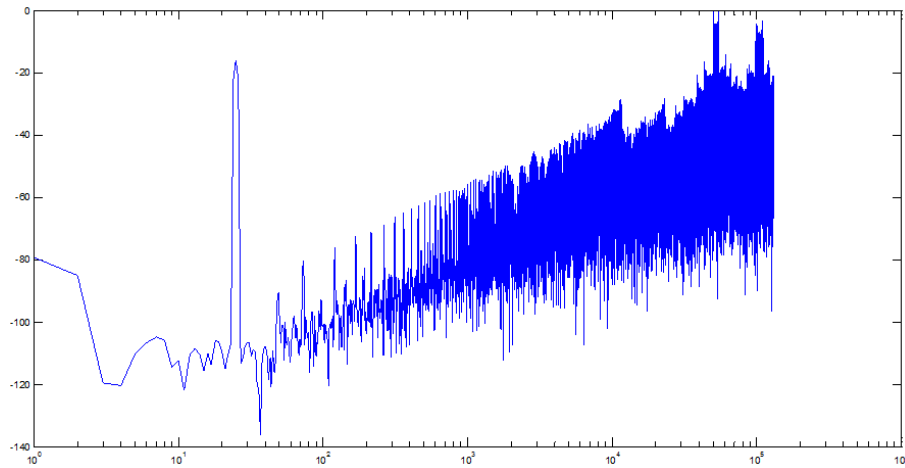


Figura 2.29: *Espectro de la salida del modelo de la Figura 2.23 ante una entrada de 94 dB SPL de 1 kHz, con $f_0 = 25$ MHz y $f_s = 12,5$ MHz*

Puesto que el espectro se ha calculado mediante el algoritmo FFT, el resultado es un array del mismo tamaño que la salida, que es una señal de longitud *lsim* muestras

tomadas cada T_s segundos. Cada valor del array es un número complejo cuyo valor absoluto es el valor eficaz de la componente de cierta frecuencia, con un incremento de frecuencia de $\frac{f_s}{l_{sim}}$ de una componente a otra, y la relación señal a ruido se calcula mediante la siguiente expresión:

$$SNR = 20 \cdot \log_{10} \frac{\sum_{i=\frac{l_{sim} \cdot f_t}{f_s}}^{\frac{l_{sim} \cdot f_t}{f_s} + 2} espectro(i)}{\sum_{i=2}^{\frac{l_{sim} \cdot BW}{f_s} + 1} espectro(i) - \sum_{i=\frac{l_{sim} \cdot f_t}{f_s}}^{\frac{l_{sim} \cdot f_t}{f_s} + 2} espectro(i)} \quad (2.69)$$

La relación señal a ruido de la simulación es de unos 40.71 dB, un valor cercano al esperado para un sonido de 94 dB SPL, que según la ecuación teórica es:

$$\begin{aligned} SNR &= 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} \frac{f_s}{2 \cdot BW} + 20 \cdot \log_{10} \frac{2\Delta d \cdot f_0}{d_0 \cdot f_s} \\ &= 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} \frac{12,5 \cdot 10^6}{2 \cdot 20 \cdot 10^3} \\ &\quad + 20 \cdot \log_{10} \frac{2 \cdot 0,004 \cdot 25 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^6} = 35,52dB \end{aligned} \quad (2.70)$$

Sin embargo, en el modelo solo se tiene en cuenta el ruido de cuantificación, pero hay ruidos de otra naturaleza que conviene analizar. Según el principio físico que origine el ruido, este puede no estar uniformemente distribuido en frecuencia. La densidad espectral de ruido es la representación del cuadrado del valor eficaz que se mediría al filtrar el ruido con un filtro de 1 Hz de ancho de banda, y sus unidades son múltiplos, submúltiplos, y variaciones de $\frac{V^2}{Hz}$. Hay varias distribuciones de ruido comunes, como el ruido blanco, que tiene la misma densidad espectral para todas las frecuencias, o el ruido rosa, cuya densidad espectral es inversamente proporcional a la frecuencia.

El ruido térmico es el efecto predominante en las resistencias, cuyo valor eficaz varía con la temperatura. Su aparición se debe al movimiento aleatorio de cargas en el conductor debido a estar a una temperatura por encima del cero absoluto. Se trata de ruido blanco cuya densidad espectral es

$$V_{Térmico}^2(f) = 4 \cdot R \cdot T \cdot k \quad (2.71)$$

donde R es la resistencia, T la temperatura en grados Kelvin, y k es la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$).

Además, en los componentes semiconductores existe el ruido flicker, también llamado ruido 1/f porque idealmente se trata de ruido rosa, aunque a bajas frecuencias la densidad espectral no aumenta indefinidamente. Se produce, entre otras cosas, por impurezas en los canales de los semiconductores y en las conexiones. La densidad espectral del ruido flicker sigue la ecuación

$$V_{Flicker}(f)^2 = \frac{k_V^2}{f} \quad (2.72)$$

donde f representa la frecuencia y k_V una constante que depende de la construcción del componente. Para ver los efectos del ruido se hacen simulaciones con un script de MATLAB que actúa como simulador de eventos discretos basado en el modelo de la Figura 2.30.

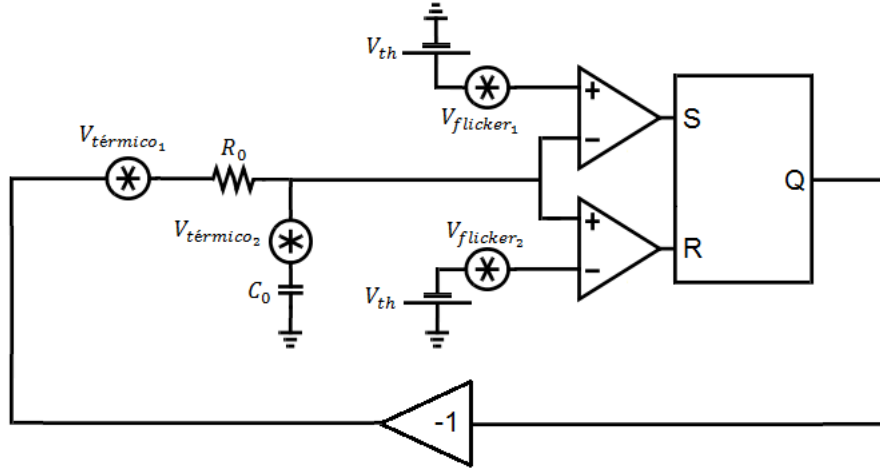


Figura 2.30: *Modelo aproximado del oscilador con ruido*

Hay una fuente de ruido térmico debido a la resistencia, $V_{térnico_1}$, otra que simula el ruido térmico del condensador, $V_{térnico_2}$, y dos fuentes de ruido flicker en los semiconductores. El ruido flicker se simula con una función que traza el espectro ($1/f$), hace la antitransformada con fases aleatorias, y posteriormente se atenúan todas las frecuencias hasta que el valor eficaz del ruido sea cinco órdenes de magnitud (100 dB) menor que el valor eficaz de la señal. El ruido térmico resultará no ser influyente ya que, al no haber correlación entre dos valores consecutivos, el ruido se acaba compensando, por lo que la simulación se ha realizado únicamente con ruido flicker. En la simulación de la Figura 2.31 se muestra el espectro de la señal modulada con ruido flicker en rojo, y el espectro ideal en azul.

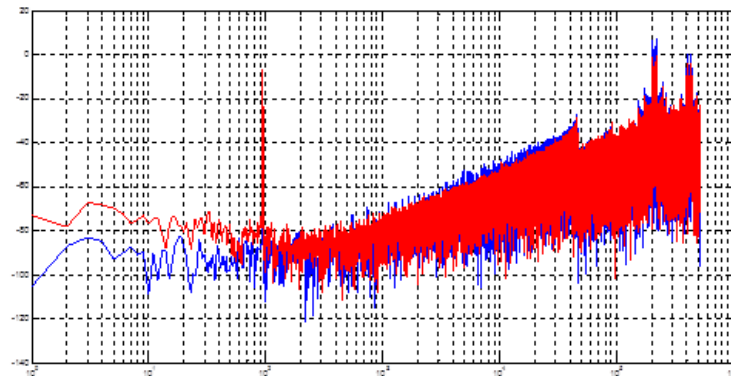


Figura 2.31: *Resultados de la simulación con ruido flicker 100 dB por debajo de la señal, y un sonido de 94 dB SPL y 1 kHz; Rojo: Espectro con ruido; Azul: Espectro sin ruido*

Se puede apreciar como, a frecuencias bajas, la potencia del ruido descende con la frecuencia hasta encontrarse con el ruido de cuantificación. Sin embargo, la simulación se ha hecho con un ruido flicker 100 dB menor que la señal, lo que causa que la SNR del conversor sea unos 40,3 dB . Se ha repetido la simulación para un ruido flicker 80 dB menor que la señal, obteniendo el espectro de la Figura 2.32 y una SNR de 30,7 dB , lo que implica que el ruido flicker es un factor a tener en cuenta ya que puede reducir de forma considerable la calidad de un conversor que utilice este sistema.

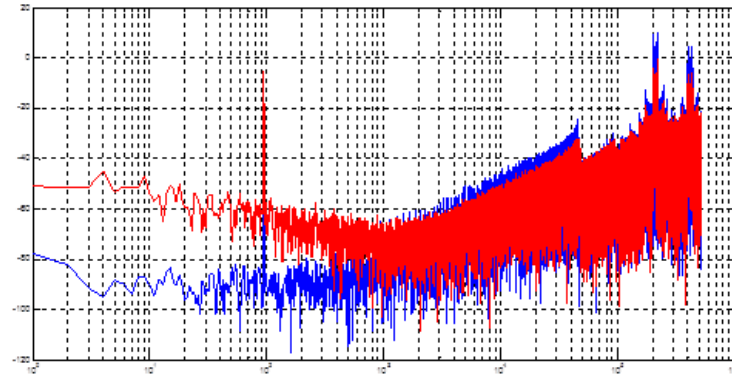


Figura 2.32: Resultados de la simulación con ruido flicker 80 dB por debajo de la señal, y un sonido de 94 dB SPL y 1 kHz ; Rojo: Espectro con ruido; Azul: Espectro sin ruido

3. Implementación

Para diseñar el circuito se ha utilizado la herramienta OrCAD, de Cadence. El circuito se ha creado con OrCAD Capture, y posteriormente se ha simulado con la herramienta PSpice que integra este.

3.1. Esquema

El esquemático del circuito sobre el que se va a trabajar se muestra en la Figura 3.1.

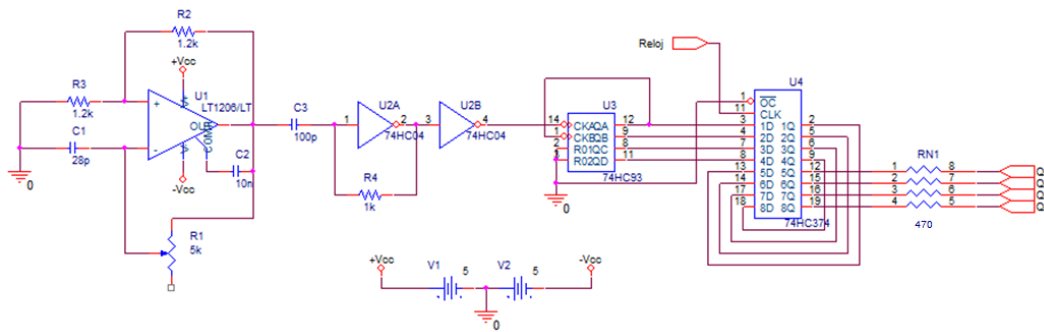


Figura 3.1: Esquema del circuito propuesto en OrCAD Capture

3.2. Elección de componentes

En el circuito se utilizan cuatro circuitos integrados con diferentes funciones. U1 es un amplificador operacional que actúa como comparador, formando parte del oscilador de relajación. U2 adecua los niveles de tensión del oscilador para convertir su salida en una señal digital que pueda introducirse a U3, el contador. Por último, U4 es el registro encargado de muestrear los valores del contador.

3.2.1. U1: Comparador LT1206

El oscilador debe generar una señal de unos 25 MHz, por lo que se precisa un comparador con un ancho de banda superior a esta frecuencia, como el LT1206. El ancho de banda de este amplificador aumenta con la resistencia de carga, que en este caso será alta, por lo que se pueden alcanzar valores teóricos de hasta 60 MHz.

Además, puede alimentarse a $\pm 5V$, que es una tensión de alimentación muy común para el resto de componentes, lo que facilitará el diseño del circuito.

3.2.2. U2: Inversores 74HC04

La salida del oscilador será una señal centrada en $0V$ y, posiblemente, no será una cuadrada perfecta, en especial si se tiene en cuenta que la frecuencia del oscilador estará limitada por el ancho de banda del amplificador operacional. Por eso es necesario utilizar un componente adicional, que convierta esta señal en una cuadrada entre 0 y 5 voltios para que el contador funcione correctamente, como puede ser el 74HC04. Se trata de un conjunto de 6 inversores lógicos con el mismo encapsulado, que puede alimentarse a $5V$ y cuyo tiempo de transición es, típicamente, de $7ns$, lo que permite frecuencias de decenas de megaherzios.

3.2.3. U3: Contador 74HC93

Con las frecuencias de oscilación y muestreo escogidas, la máxima variación del valor del contador (para Δd a 120 dB SPL) es

$$\begin{aligned} Cuenta_{max} &= \frac{f_{max}}{f_s} = \left(1 + \frac{\Delta d_{120dB\text{ SPL}}}{d_0}\right) \cdot \frac{f_0}{f_s} \\ &= (1 + 0,08) \cdot \frac{25 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^6} = 2,16 \end{aligned} \quad (3.1)$$

por lo que el contador necesita un mínimo de 2 bits. El 74HC93 es un contador asíncrono de 4 bits que admite frecuencias de reloj de hasta 100 MHz . La tensión de alimentación, así como los umbrales de tensión de los niveles alto y bajo lógicos, concuerdan con los de los componentes anteriores.

3.2.4. U4: Registro 74HC374

El 74HC374 es un componente formado por ocho flip-flops de tipo D que cargan el valor que hay en su entrada con el flanco de subida de la señal de reloj, admite frecuencias de muestreo de hasta unos 77 MHz , y puede alimentarse a $5V$. Se ha elegido un registro de 8 bits porque se pretende hacer pasar la salida del contador por dos grupos de biestables seguidos para solucionar problemas de metaestabilidad.

3.3. Cálculo de componentes

Las resistencias $R2$ y $R3$ forman un divisor de tensión que define la tensión $\pm V_{th}$. Esta tensión puede tomar muchos valores, así que se ha optado por fijarla a la mitad de la alimentación, por lo que las resistencias $R2$ y $R3$ deben ser iguales, cuyo valor se calculará después. El condensador $C2$ es un condensador de compensación que el fabricante del LT1206 recomienda en la hoja de características.

La realimentación negativa se realiza mediante un potenciómetro, $R1$, con el fin de poder variar la frecuencia de oscilación en el circuito ya montado. La frecuencia viene dada por la ecuación

$$f = \frac{1}{2 \cdot L_n \left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2} \right) R_1 C} \quad (3.2)$$

Despejando la resistencia R_1 y sustituyendo los valores o las relaciones antes calculadas, se obtiene

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot L_n \left(\frac{2 \cdot R_3 + R_2}{R_2} \right) f C} = \frac{1}{2 \cdot L_n \left(\frac{2+1}{1} \right) \cdot 25 \cdot 10^6 \cdot 28 \cdot 10^{-12}} \approx 650,17\Omega \quad (3.3)$$

Teniendo este valor como referencia, el del potenciómetro será un orden de magnitud superior para tener mayor variedad de frecuencias disponibles, luego un valor de $5k\Omega$ es adecuado. Las resistencias R_2 y R_3 deben un orden de magnitud similar a este, por lo que se usarán de $1,2k\Omega$, aunque este valor puede variar sin alterar el funcionamiento del circuito.

El modelo de OrCAD del LT1206 no cuenta con la patilla “S/D”, que debe conectarse a masa para que el oscilador funcione.

El condensador $C3$ es un condensador de acoplo que sirve para adaptar los niveles de tensión de la salida del oscilador, que está centrada en cero, a la entrada de la puerta lógica. Un condensador de 100 pF tiene las siguientes impedancias:

$$|Z(f)| = \frac{1}{2\pi f C} \quad (3.4)$$

$$|Z(25MHz)| = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} \approx 63,66\Omega \quad (3.5)$$

$$|Z(0Hz)| = \lim_{f \rightarrow 0} \frac{1}{2\pi f \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = \infty \quad (3.6)$$

Por tanto, este condensador impide que la tensión de polarización de la entrada de la puerta lógica influya en el oscilador, pero permite el paso de la señal de oscilación sin apenas atenuarse.

El primero de los inversores del 74HC04 (U2A) tiene una resistencia (R_4) en paralelo que sirve como realimentación. De esta forma, el componente no se comporta como un inversor lógico sino como un amplificador inversor con mucha ganancia que se satura a la tensión de alimentación, por lo que para entradas bajas la salida es $5V$ y para entradas altas la salida es 0 V .

El contador 74HC93 tiene la estructura interna que se muestra en la Figura 3.2.

El primer Flip-Flop no está conectado al resto porque el circuito integrado está diseñado para dividir varias frecuencias a la vez, por lo que hay que conectar la

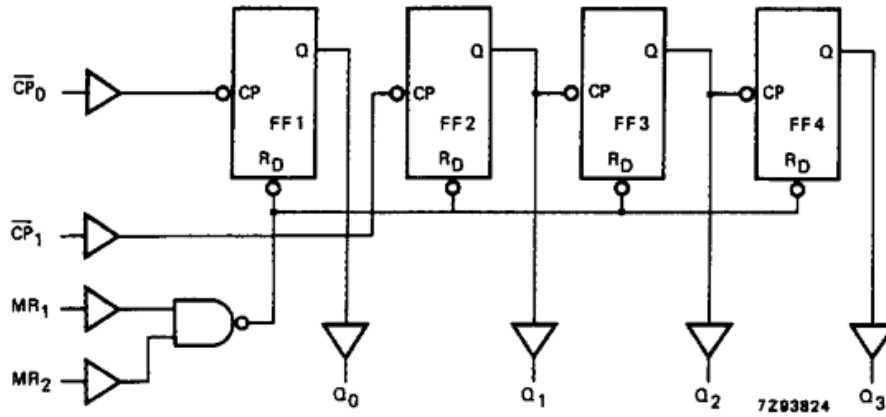


Figura 3.2: Esquema interno del contador 74HC93

salida de este Q_0 a la entrada del siguiente \overline{CP}_1 para obtener el contador de 4 bits. Además, las entradas de reset MR_1 y MR_2 son activas a nivel alto, por lo que deben conectarse a tierra para que el contador funcione. En la Figura 3.3 puede verse el conexionado del contador, donde CKA y CKB son las entradas de reloj \overline{CP}_0 y \overline{CP}_1 , y $R01$ y $R02$ son las entradas de reset MR_1 y MR_2 .

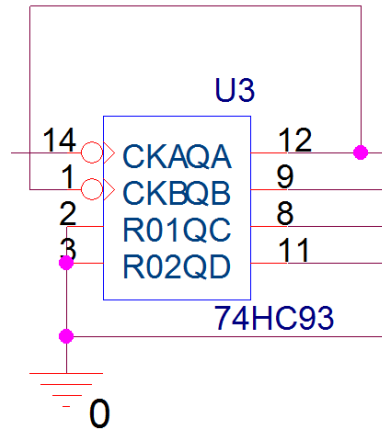


Figura 3.3: Ampliación de las conexiones del contador 74HC93 en el circuito de la Figura 3.1

EL registro 74HC374, cuyo esquema interno se muestra en la Figura 3.4, está compuesto por 8 biestables D con buffers triestado a su salida que permiten dejar la salida en estado de alta impedancia mediante la entrada Output Enable (\overline{OE}), que debe conectarse a masa para activar la salida.

La señal CP , que es la que actualiza el valor del registro, no está sincronizada con las salidas del contador, lo que puede causar problemas de metaestabilidad. Esto se debe a que los Flip-Flops necesitan tener un dato estable en su entrada un tiempo t_{su} (set-up time) antes de la señal de reloj. Cuanto más cerca del flanco de subida del reloj cambie la señal de entrada, más lentamente cambiará la señal de salida, lo que puede ocasionar lecturas en las que alguno de los bits esté en un estado metaestable.

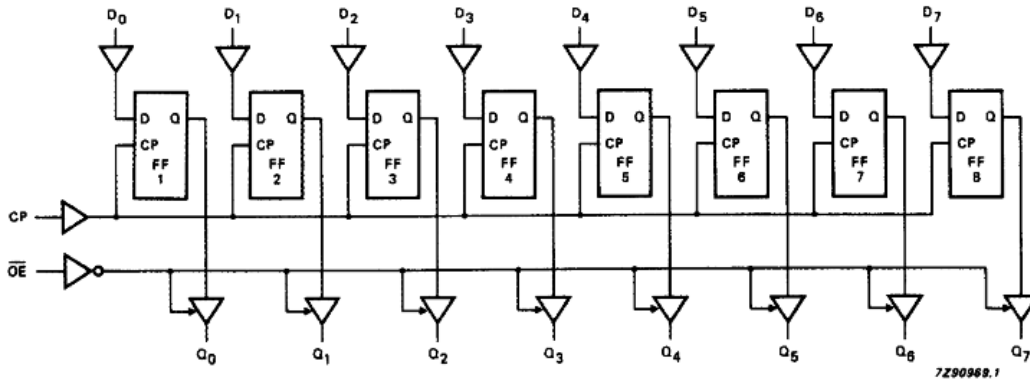


Figura 3.4: Esquema interno del registro 74HC374

Este efecto indeseado puede minimizarse registrando por segunda vez la salida con una señal de reloj diferente a la primera, de forma que los primeros registros ya estén estabilizados y se cumpla el tiempo t_{su} de los segundos.

Como se muestra en la Figura 3.5, la salida de los cuatro primeros biestables se conecta a la entrada de los otros cuatro, de forma que el primer conjunto carga un valor en un ciclo de reloj y el otro conjunto carga el mismo valor en el siguiente ciclo, minimizando los problemas de metaestabilidad.

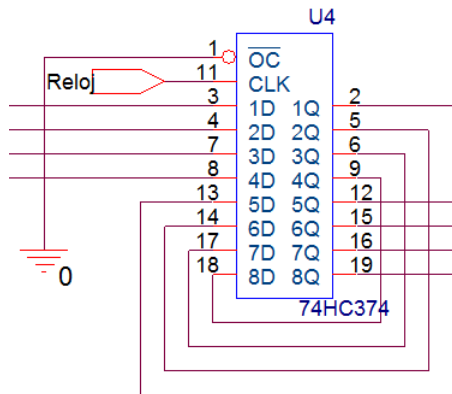


Figura 3.5: Ampliación de las conexiones del registro 74HC374 en el circuito de la Figura 3.1

A la salida del registro se coloca un array de resistencias ($RN1$) de 470 ohmios que sirve para minimizar el ringing, que es el efecto por el cual las capacidades e inductancias parásitas de una línea causan oscilaciones ante una variación rápida de la entrada.

3.4. Simulación del circuito

El circuito se ha simulado utilizando la herramienta PSpice integrada en OrCAD a partir del esquemático del OrCAD Capture. Para poder llevarla a cabo, es nece-

sario asignar un modelo de Spice a cada componente o, en su defecto, sustituir el componente por otro que esté modelizado, obteniendo el esquema de la Figura 3.6.

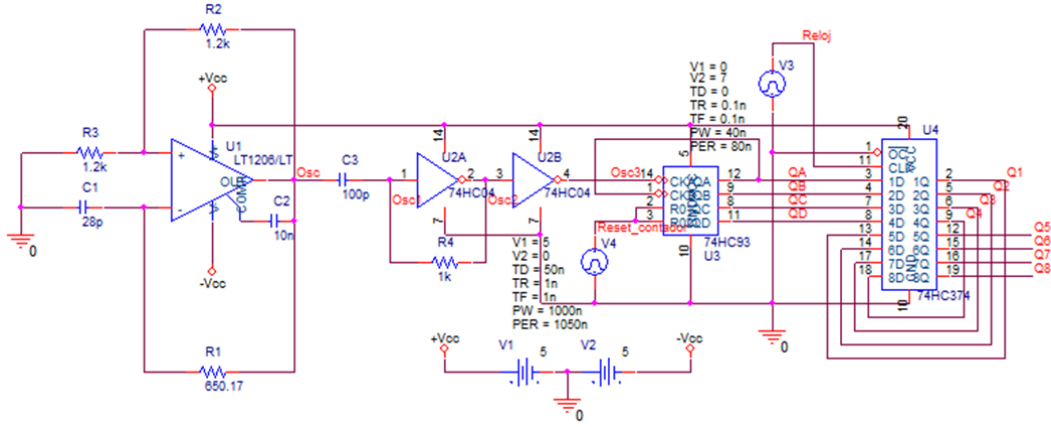


Figura 3.6: Variante del circuito de la Figura 3.1 para la simulación en PSpice

Puesto que el objetivo de la simulación es comprobar el funcionamiento del circuito, el condensador $C1$ (que representa la cápsula microfónica) se deja con valor constante, para verificar el comportamiento del sistema en reposo. Además, el potenciómetro se ha sustituido por una resistencia fija ($R1$) del valor que se calcula que proporcionará una oscilación de 25 MHz .

En el circuito aparecen un par de fuentes de tensión que no estaban en el primer circuito, $V3$ y $V4$, cuyas señales se muestran en la Figura 3.7. $V3$ genera la señal $V(\text{Reloj})$, que se utiliza para dar la señal de reloj al registro 74HC374, por lo que es una señal cuadrada de $12,5\text{ MHz}$. $V4$ genera la señal $V(\text{Reset_Contador})$ y solo da un pulso al inicio, que pone a cero el contador 74HC93 para que el simulador sepa dónde comenzar la cuenta.

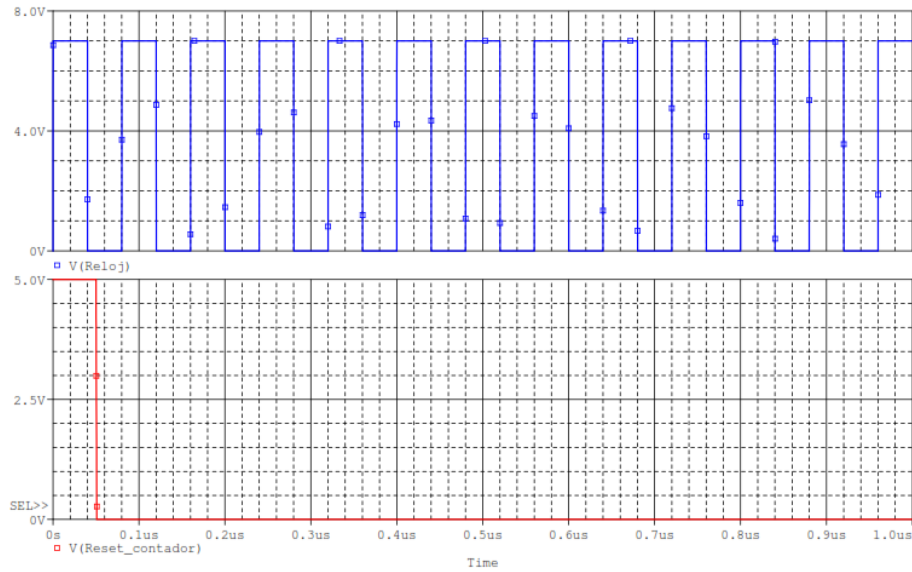


Figura 3.7: Señales $V(\text{Reloj})$ y $V(\text{Reset_Contador})$ correspondientes, respectivamente, a las fuentes $V3$ y $V4$ del circuito de la Figura 3.6

Aunque la salida del oscilador $V(Osc)$ debería ser una señal cuadrada, tras un par de oscilaciones de arranque se obtiene una onda prácticamente sinusoidal, como la mostrada en la Figura 3.8.

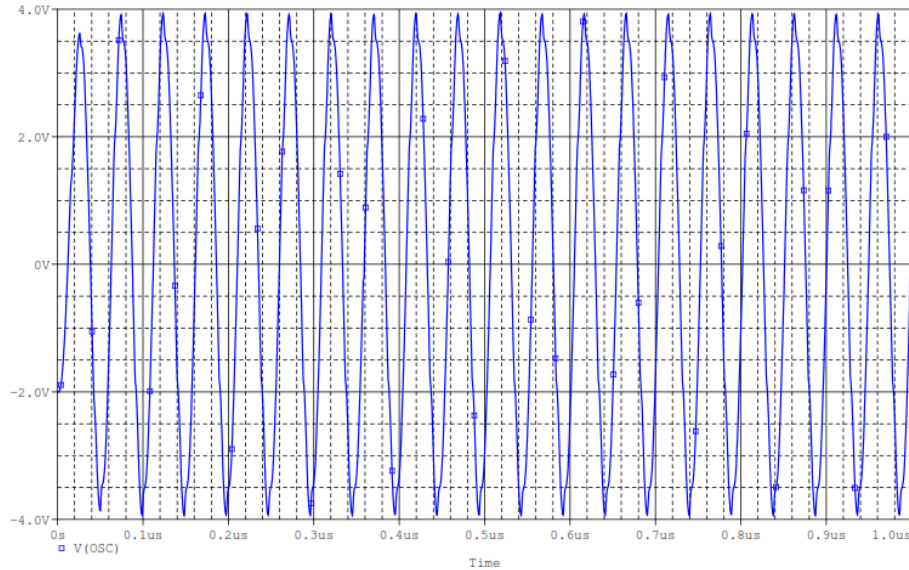


Figura 3.8: Señal $V(Osc)$ que se corresponde con la salida del oscilador de la Figura 3.6

Esto puede deberse a que la señal está cercana a la frecuencia de corte superior del amplificador (aunque se desconoce cual es en el modelo de Spice), por lo que los armónicos que transformarían esta en una señal cuadrada están fuera del ancho de banda del componente. El espectro de esta señal (calculado con la FFT que hace PSpice) es el que se muestra en la Figura 3.9.

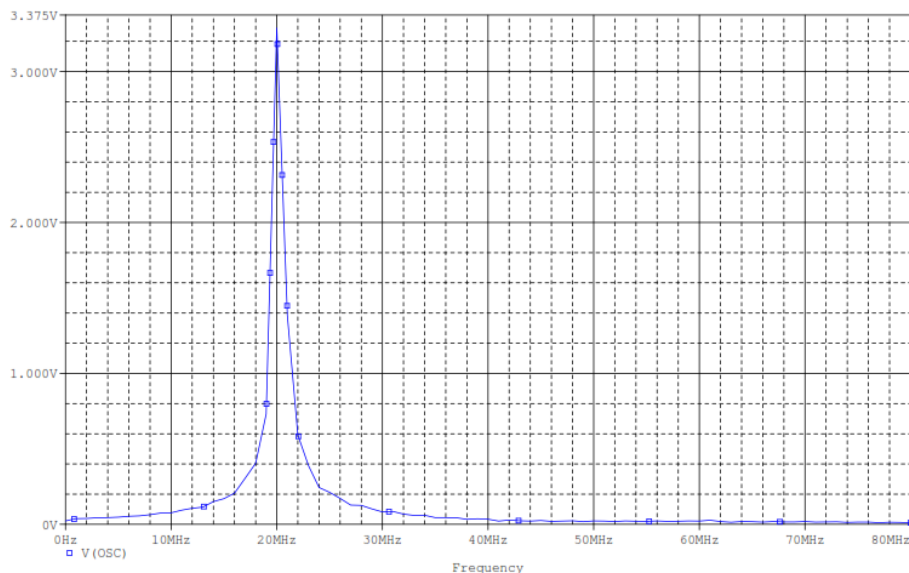


Figura 3.9: Espectro de la señal $V(Osc)$ mostrada en la Figura 3.6

La frecuencia de oscilación es cercana a los 20 MHz en lugar de a los 25 MHz que se esperaban según los cálculos y las simulaciones de MATLAB. Esto puede ser

debido a errores en la simulación, donde el modelo del componente no refleja con precisión el comportamiento del mismo, o a errores en los cálculos en los que no se tiene en cuenta el hecho de estar llegando a la máxima frecuencia que admite el componente. En cualquier caso, puesto que $R1$ es en realidad un potenciómetro, el valor de la resistencia podrá ajustarse hasta alcanzar los 25 MHz deseados, que por otra parte tampoco son estrictamente necesarios, ya que esta cifra se fijó arbitrariamente por ser aceptable y teóricamente alcanzable.

Un problema mayor puede ser el ruido de fase, ya que el espectro de la señal está muy repartido en los alrededores de la frecuencia central. A 100 kHz por encima de esta frecuencia, la potencia de la señal solo está atenuada en $0,75\text{ dB}$.

La salida atraviesa el condensador de acoplo ($C3$) y se centra en la mitad de la alimentación, como se puede ver en la señal $V(\text{Osc1})$ de la Figura 3.10.

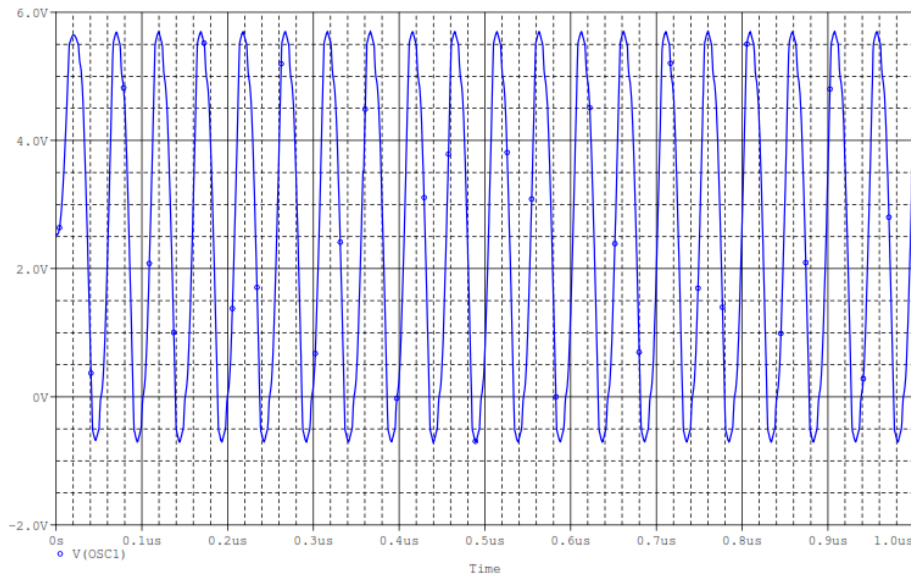


Figura 3.10: Señal $V(\text{Osc1})$ del circuito de la Figura 3.6

La señal $V(\text{Osc2})$ es la salida del primer inversor que, como se muestra en la Figura 3.11, convierte la anterior en algo que se aproxima a una cuadrada.

Esta oscilación atraviesa el segundo inversor y es interpretada por OrCAD como una señal digital $V(\text{Osc3})$ que sirve como entrada del 74HC93, que incrementa su valor en cada flanco de bajada de la oscilación. En la Figura 3.12 puede verse esta y el resto de las señales digitales del circuito.

Los nombres de las señales corresponden a los que figuran en el esquema de la Figura 3.6: Osc3 es la salida del oscilador convertida a digital; QA , QB , QC , y QD (el bit más significativo, o *MSB* por las siglas de *Most Significant Bit*), son las salidas del contador, que comienzan en 0 debido a que el *Reset* comienza activado y se incrementa una unidad en los flancos de bajada de Osc3 a partir del momento en el que el reset se desactiva (a los $50,1\text{ ns}$); $Q1$, $Q2$, $Q3$, y $Q4$ (el *MSB*), es la salida del contador registrada por el 74HC374; $Q5$, $Q6$, $Q7$, y $Q8$ (el *MSB*), son los mismos valores muestreados por segunda vez por el registro, por lo que las señales son las mismas retrasadas un periodo de muestreo (80 ns).



Figura 3.11: Señal $V(\text{Osc2})$ del circuito de la Figura 3.6

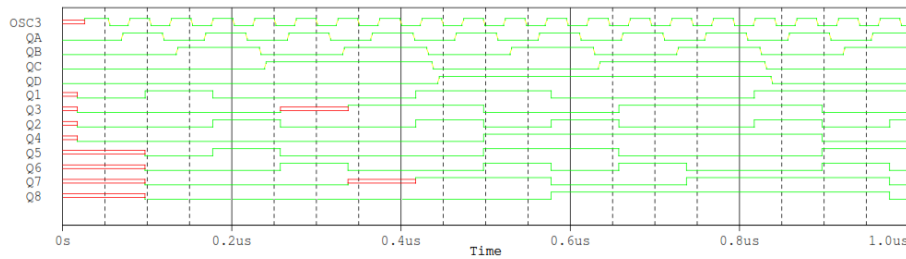


Figura 3.12: Señales digitales que resultan de la simulación del circuito de la Figura 3.6

La simulación refleja que los retrasos del contador asíncrono puede ser un problema, ya que desde que se produce el flanco de bajada de la oscilación hasta que se produce la transición en el último bit transcurre un tiempo considerable. Esto puede verse en el flanco de bajada que se da poco antes de los $0,8 \mu s$, que se amplía en la Figura 3.13.

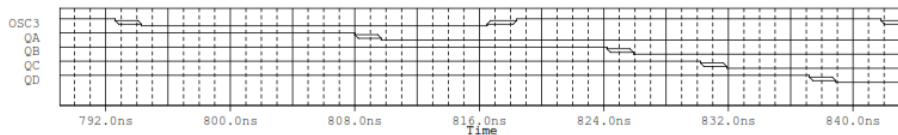


Figura 3.13: Detalle del retraso producido en los bits más significativos del contador

En torno a los 793 ns se produce el flanco de bajada de Osc3 , lo que provoca que el contador se sature y pase de $1111b$ a $0000b$ (de 15 a 0). El primer bit en cambiar es el menos significativo, $Q4$, que lo hace unos 15 ns después del flanco. La transición al segundo bit tarda 16 ns , 6 ns más al tercer bit, y 7 ns al último. Estos retardos son los que aparecen en la hoja de características como valores típicos, aunque pueden llegar a ser cercanos al doble. Esto puede ser un problema importante ya que para

pasar de $1111b$ a $0000b$ el contador toma los valores $1111b$, $1110b$, $1100b$, $1000b$, y $0000b$, a lo largo de más de 30 ns en los que puede darse algún flanco del reloj de muestreo, lo que conllevaría que se registrara un valor erróneo. En el fragmento de simulación mostrado en la Figura 3.14 puede verse un caso en el que el flanco de subida del reloj del registro cae en el medio de una de estas transiciones.

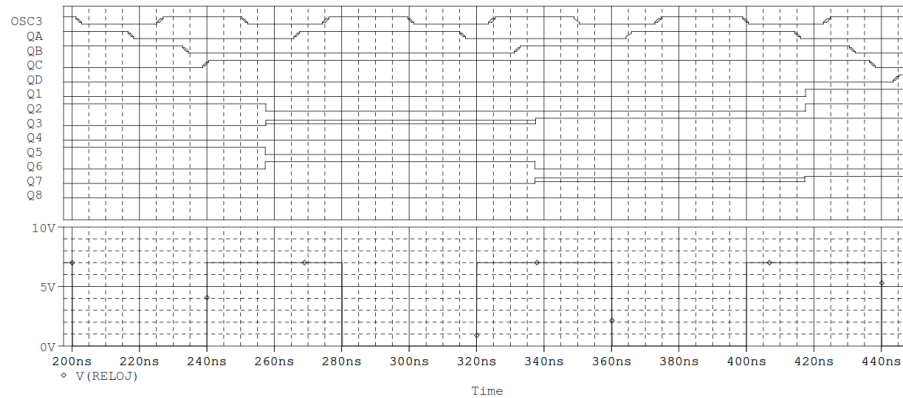


Figura 3.14: *Detalle de los problemas derivados de los retrasos del contador y de la metaestabilidad*

Cerca de los 300 ns , la señal *Osc3* pasa de ‘1’ a ‘0’, lo que implica que el valor del contador se incrementa de $0101b$ a $0110b$. El problema está en que esta transición comienza en $0101b$ a los 315 ns y termina en $0110b$ poco antes de los 335 ns , pasando por el estado $0100b$ en el momento en que la señal $V(RELOJ)$ tiene un flanco de subida, lo que significa que es este valor inesperado el que registra el 74HC374, que aparece en los bits $Q1$, $Q2$, $Q3$, y $Q4$, poco antes de los 340 ns . Además de este error, que es propio del sistema y puede tener mucha importancia, aparece un fallo debido a la forma en la que PSpice simula los dispositivos digitales. El flanco de subida de la señal Reloj que se produce a los 240 ns coincide con el flanco de subida de QC , lo que implica que el registro no sabe qué valor debe mantener y el simulador lo representa con el estado que puede verse en todo ese periodo de muestreo en $Q3$, y en $Q7$ en el siguiente. En la realidad, la mayor parte de estos estados metaestables de $Q3$ (o cualquiera de los cuatro primeros biestables en los que se produzca el problema) acabarán llegando a un estado estable en un poco más de tiempo de lo que lo hacen habitualmente y, por norma general, $Q7$ (o el correspondiente de los cuatro últimos) registrará el valor esperado.

estas conexiones se puedan hacer por debajo del propio componente sin necesidad de hacer vías y conexiones en otras capas.

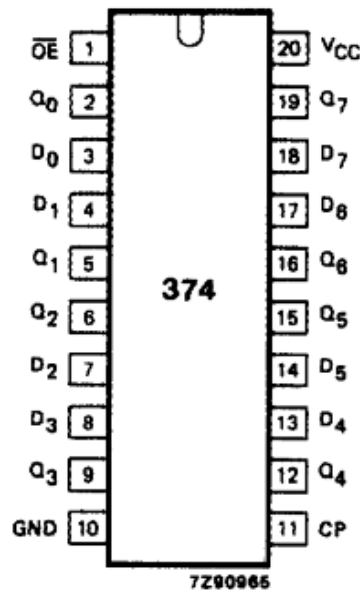


Figura 4.2: Configuración de los pines del 74HC374 en encapsulado DIP

La entrada de reloj se ha conectado a dos jumpers en paralelo (*J4* y *J5*), ya que uno de ellos representa un conector SMA que recibirá la señal de reloj de un generador de funciones, y otro se utilizará para dar esta misma señal a un analizador lógico. Este instrumento se conecta a una tira de pines doble (*J6*) que lee los valores que salen del registro a través del array de resistencias (*RN1*) encapsulado en DIP16.

El amplificador operacional necesita alimentación simétrica de $\pm 5V$ y el resto de integrados requieren $+5V$, por lo que se ha puesto un conector de 3 pines (*J7*) que se pondrán a $+5V$, masa, y $-5V$.

Al hacer la placa de circuito impreso es necesario colocar condensadores de desacoplo en paralelo a la alimentación de todos los circuitos integrados, lo más cerca posible. La función de estos condensadores es filtrar cualquier posible ruido que introduzca la alimentación, y abastecer al circuito integrado ante demandas puntuales de energía. Esta es la labor que cumplen los condensadores *C3*, *C4*, *C5* y *C6* para la alimentación positiva, y *C7* para la alimentación negativa del LT1206.

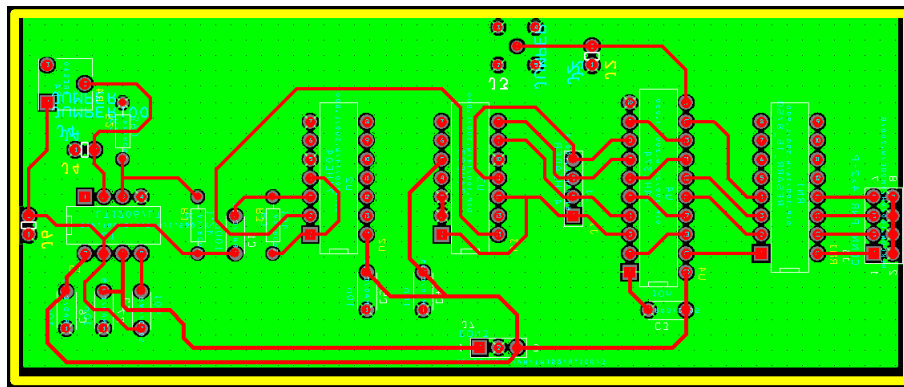
Los distintos footprints asignados a cada componente se resumen en la tabla 4.1.

De este circuito se extrae un Netlist que puede ser abierto con OrCAD Layout, que permite hacer el diseño final de la placa. Los footprints aparecen dispuestos aleatoriamente y conectados por líneas rectas, por lo que hay que colocarlos intentando minimizar la longitud de las pistas. En la placa de circuito impreso diseñada, que se muestra en la Figura 4.3, el color verde es la capa *TOP*, que se utilizará como plano de masa, y las pistas se llevan por la cara *BOTTOM*, en color rojo. En amarillo está el borde de la placa, y el resto de colores representan información para otras capas que no serán utilizadas.

En el Capture no aparecía la entrada S/D del LT1206 ni todas las conexiones del SMA, por lo que hay que crearlas con la *Connection Tool* del *Layout*, uniendo

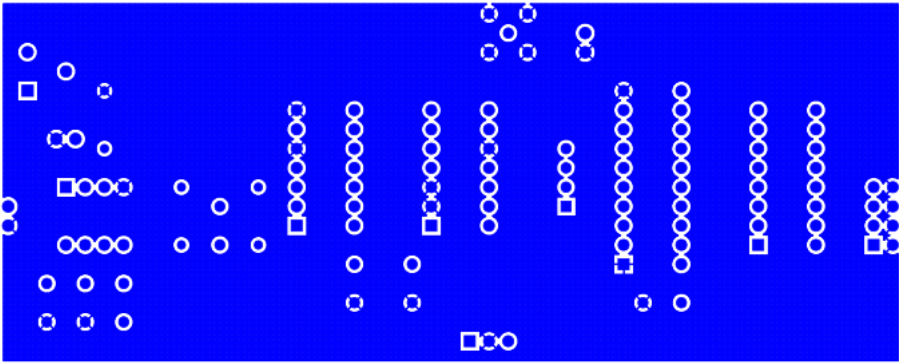
Componente	Footprint
C1	RAD/CK05
C2	RAD/CK05
C3	RAD/CK05
C4	RAD/CK05
C5	RAD/CK05
C6	RAD/CK05
C7	RAD/CK05
J1	JUMPER100
J2	JUMPER100
J3	SIP/TM/L.400/4
J4	JUMPER100
J5	TP\PROBE-SOCKET
J6	BLKCON.100/VH/TM2OE/W.200/8
J7	BLKCON.100/VH/TM1SQ/W.100/3
R1	VRES40
R2	AX/RC05
R3	AX/RC05
R4	AX/RC05
RN1	DIP.100/16/W.300/L.900
U1	DIP.100/8/W.300/L.500
U2	DIP.100/14/W.300/L.800
U3	DIP.100/14/W.300/L.800
U4	DIP.100/20/W.300/L.1.050

Tabla 4.1: Footprints asignados a cada componente del circuito de la Figura 4.1

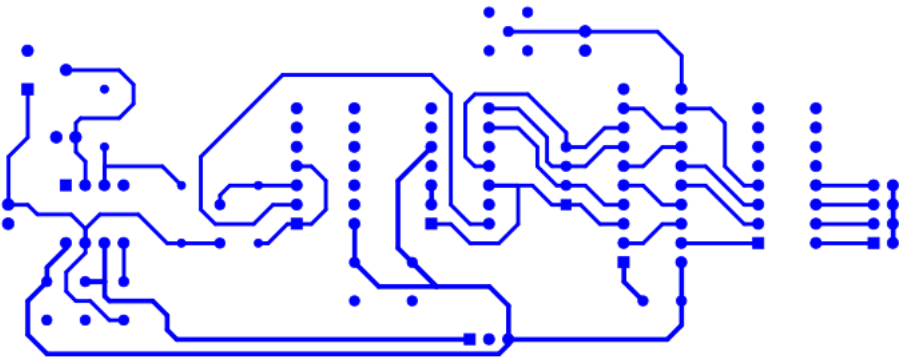
Figura 4.3: *Layout del circuito*

la patilla 4 y todas las del SMA salvo la central al plano de masa. Las capas se imprimen por separado para utilizarlas como mascarar en la fabricación del circuito impreso, obteniendo la capa *TOP* que se muestra en la Figura 4.4(a) y la capa *BOTTOM* de la Figura 4.4(b).

Además, la capa *DRILL*, que se puede ver en la Figura 4.5, muestra la posición y el diámetro de los taladros que hay que realizar sobre la placa.

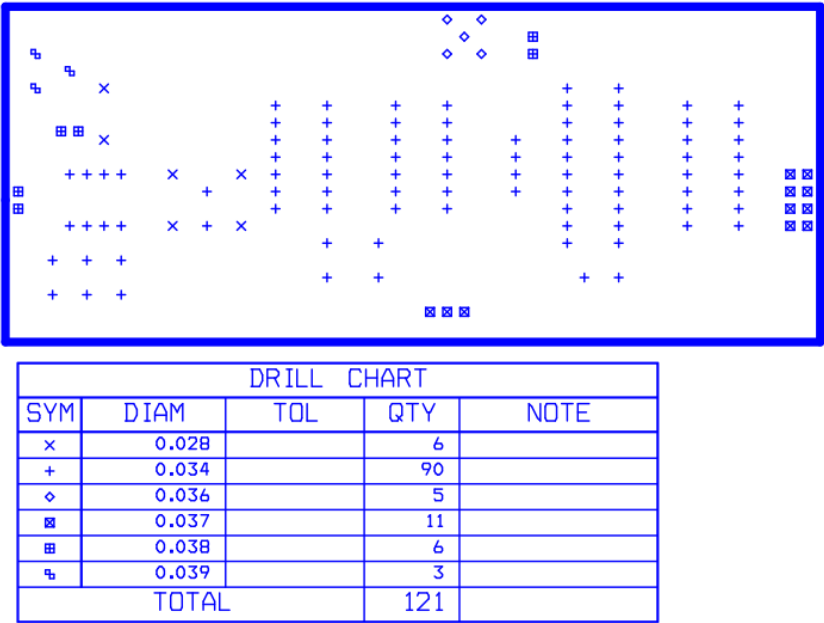


(a) Capa TOP del circuito impreso



(b) Capa BOTTOM del circuito impreso

Figura 4.4: Principales capas del circuito impreso diseñado con OrCAD Layout



DRILL CHART				
SYM	DIAM	TOL	QTY	NOTE
x	0.028		6	
+	0.034		90	
◊	0.036		5	
▣	0.037		11	
▢	0.038		6	
⊞	0.039		3	
TOTAL			121	

Figura 4.5: Capa DRILL del circuito impreso

Una vez fabricada la PCB, cuya fotografía se puede ver en la Figura 4.6 se procede a soldar los componentes sobre ella. La capsula microfónica se ha soldado con cables rígidos que permitan orientarla según sea conveniente para realizar los experimentos. Además, se ha soldado una resistencia cortocircuitada al plano de masa (de fondo marrón, en la parte superior de la imagen) con el fin de tener un soporte al que conectar las pinzas de cocodrilo de masa de los dispositivos de medida.

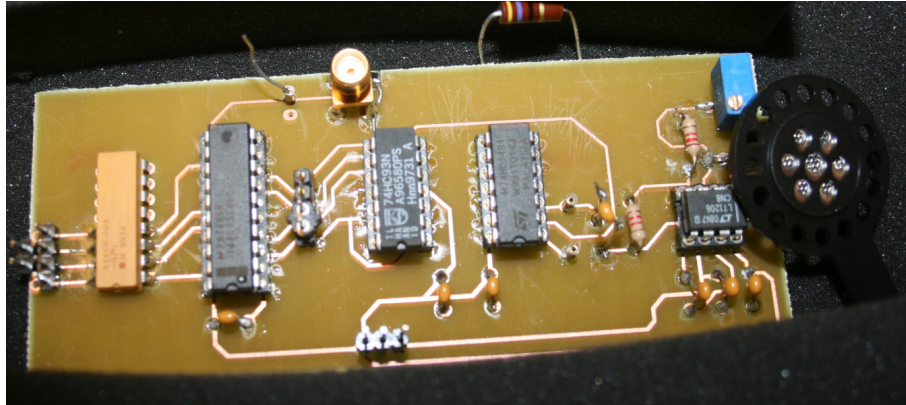


Figura 4.6: *Demostrador con los componentes ya soldados a la placa de circuito impreso*

Por no disponer de este componente, los inversores del 74HC04 han sido sustituidos por inversores Schmitt Trigger integrados en el 74HC14, que es un circuito con un encapsulado equivalente al de los inversores con la diferencia de que estos tienen histéresis. Al realizar esta modificación hay que desconectar la resistencia R_4 , ya que realimentar un circuito con histéresis puede causar oscilaciones (de hecho, el oscilador utilizado en el conversor es un comparador con histéresis realimentado). Por si el 74HC14 no diera buenos resultados y fuera necesario buscar el 74HC04, se han soldado dos conectores hembra de un pin a los que conectar la resistencia R_4 .

4.2. Banco de pruebas

Para llevar a cabo los experimentos se han utilizado diversos equipos e instrumentos de medida, realizando el montaje que se muestra en la Figura 4.7.

El circuito se ha alimentado utilizando la fuente “GOLD Source – DF1731SB”, que se muestra en la Figura 4.8.

Este equipo dispone de una fuente fija de 5 V, que en este caso no es utilizada, y dos fuentes regulables entre 0 y 15 V, que se pueden poner en serie, en paralelo, o independientes. Al poner las fuentes en serie, el terminal negativo de la “Master” (a la derecha en la imagen) se conecta al positivo de la “Slave”, y este conjunto de terminales forman la masa del circuito (que en la imagen aparece conectado a una banana negra). Poniendo ambas fuentes a aproximadamente 5V, en el terminal positivo de la “Master” (conectado a la banana roja de la derecha en la imagen) se obtienen los +5V que se necesitan para todos los circuitos integrados, y en el terminal negativo de la “Slave” (conectado a la banana roja de la izquierda en la imagen) se consiguen los -5V que requiere el amplificador operacional. Puesto que

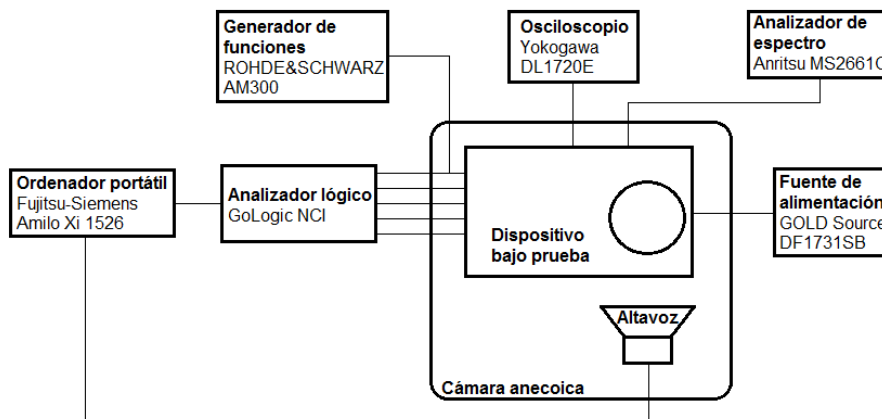


Figura 4.7: Diagrama del banco de pruebas dispuesto para llevar a cabo las medidas

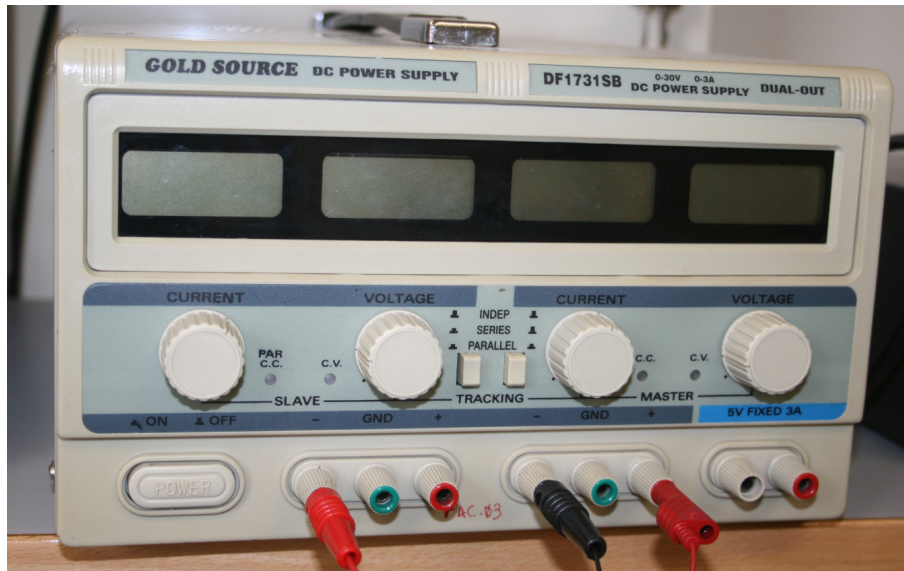


Figura 4.8: Fotografía de la fuente de alimentación “GOLD Source – DF1731SB”

$\pm 5V$ es la tensión mínima para el sistema funcione pero admite valores más altos, se puede aumentar la alimentación a $\pm 6V$ o algo más, para no estar en el límite.

La señal de reloj, que sirve tanto para el registro 74HC374 como para el analizador lógico, es proporcionada por el generador de funciones “ROHDE&SCHWARZ – AM300”, cuya fotografía se puede ver en la Figura 4.9.

Este instrumento permite generar distintas formas de onda con precisión, como la señal cuadrada entre 0 y 5 voltios de varios megaherzios que se utiliza como reloj.

Para probar la respuesta del micrófono ante un sonido, se coloca junto a este un altavoz dentro de una cámara anecoica, que se explicará en el siguiente apartado. El altavoz se conecta por USB a un ordenador que contiene el archivo de audio de características. El ordenador disponible en el laboratorio es el ordenador portátil “Fujitsu-Siemens Amilo Xi 1526” de la Figura 4.10.

El ordenador también es utilizado para leer los datos que recoge el analizador lógico, ya que contiene el software que controla este dispositivo. El analizador utili-



Figura 4.9: Fotografía del generador de funciones “ROHDE&SCHWARZ – AM300”



Figura 4.10: Fotografía del ordenador portátil “Fujitsu-Siemens Amilo Xi 1526”

zado es un “NCI GoLogic U36 1M”, que permite realizar hasta 2^{20} muestras en 36 canales. Algunos de los canales se pueden configurar como señal de disparo, por lo que la muestra se toma cuando dicho canal registra un flanco. En este caso, el canal $C0$ es quien registra los canales $A0$, $A1$, $A2$, y $A3$ (que estarán conectadas a las salidas $Q5$, $Q6$, $Q7$, y $Q8$, del 74HC374), en el flanco de bajada de reloj.

Para observar la señal en un punto cualquiera del circuito, se utiliza un osciloscopio “Yokogawa DL1720E”, como el que se muestra en la Figura 4.11.

Se trata de un osciloscopio digital de dos canales que permite medir señales de centenas de megaherzios. También tiene, entre otras, la opción de mostrar el espectro de la señal de entrada realizando la FFT en un rango de frecuencias variable. Además, este instrumento tiene la posibilidad de hacer capturas de pantalla y guardar



Figura 4.11: Fotografía del osciloscopio “Yokogawa DL1720E”

los oscilogramas en un disco flexible de tres pulgadas y media.

Por último, para ver el espectro de la oscilación con precisión, se utiliza el analizador de espectro “Anritsu MS2661C” que se puede ver en la Figura 4.12.



Figura 4.12: Fotografía del analizador de espectro “Anritsu MS2661C”

Este instrumento es un analizador de espectro analógico, cuyo funcionamiento se basa en un filtro pasa-banda de frecuencia variable que permite calcular la potencia de la componente de la señal de cierta frecuencia. Puesto que la potencia recibida depende del ancho de banda del filtro utilizado, las unidades del espectro son los dBm/Hz , donde los dBm son unidades de potencia referidas a 1 mW en escala logarítmica. Esta forma de obtener el espectro de una señal es el equivalente en tiempo continuo a la FFT que hace el osciloscopio digital (que muestrea la señal a medir) en tiempo discreto.

4.3. Cámara anecoica

Tanto el altavoz como el micrófono deben estar en el interior de una cámara anecoica. Una cámara anecoica es un espacio cerrado cuya finalidad es aislar el interior de perturbaciones indeseadas, como puede ser el sonido o la radiación electromagnética. En este caso, puesto que se trata de conseguir el control sobre la señal que recibe el micrófono, la cámara debe atenuar todo lo posible las señales acústicas del exterior.

Las cámaras anecoicas comerciales suelen estar constituidas por paredes recubiertas de cuñas de espuma en forma de pirámide, de forma que gran parte del sonido se absorbe y el resto se dispersa. Sin embargo, no se disponía de ninguna de estas cámaras para realizar los experimentos, por lo que fue necesario improvisar una con los materiales que había disponibles.

El micrófono del que se obtuvo la cápsula microfónica venía protegido en una caja forrada de espuma, como se puede ver en la Figura 4.13.



Figura 4.13: *Caja que originalmente contenía el microfono, que se ha utilizado como cámara anecoica*

El hueco que deja el micrófono en la espuma es suficiente para albergar el circuito por lo que, como se muestra en la Figura 4.14, se introdujo en este con la cápsula microfónica hacia arriba.

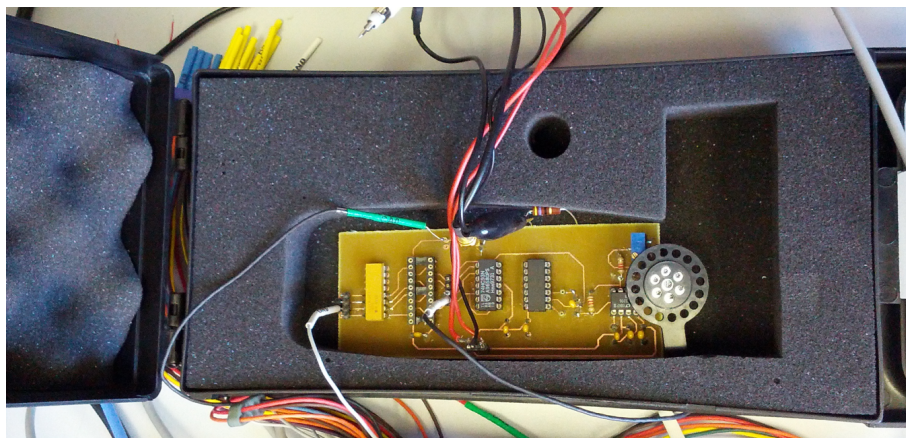


Figura 4.14: *Demostrador en el interior de la cámara anecoica*

El altavoz USB se coloca sobre el micrófono, dirigido hacia él, de forma que uno de los dos pequeños altavoces que constituyen el conjunto del altavoz (uno a cada

lado) quede lo más cerca posible del micrófono. La posición del altavoz sobre el micrófono se muestra en la Figura 4.15.

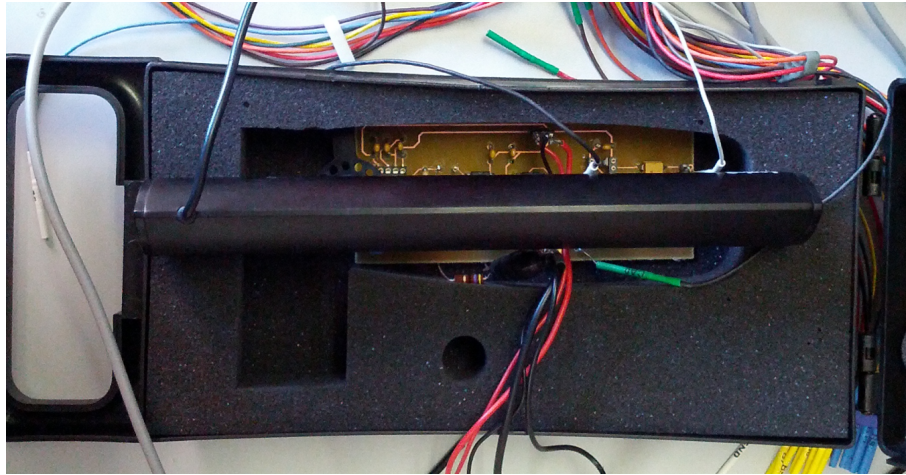


Figura 4.15: *Altavoz junto al demostrador en el interior de la cámara anecoica*

Tras conectar la alimentación, el analizador lógico, y el generador de funciones, la caja puede cerrarse ya que los cables pueden pasar por el borde, lo que hace que la espuma acerque aún más el altavoz al micrófono. Aunque lo adecuado hubiera sido contar con una cámara completamente sellada, y con un segundo sistema de alta calidad que registre el sonido para tener una referencia, esta cámara anecoica provisional proporciona un ambiente aceptable para realizar los experimentos.

4.4. Medidas y su correlación con las simulaciones

Al encender la fuente de alimentación, hay que realizar una serie de ajustes y comprobaciones para verificar que el circuito está funcionando según lo esperado. Para poder realizar estas medidas es necesario dejar la cámara anecoica abierta, puesto que la mayoría se hacen con el osciloscopio cuya sonda debe estar en contacto con diversas pistas o pines del circuito, por lo que hay que sujetarla a mano. Esto no supone un problema, ya que las medidas solo se realizan con el fin de variar la posición del potenciómetro para llegar a la frecuencia de oscilación deseada y comprobar que el resto del circuito funciona correctamente, por lo que el ruido acústico no falsea las medidas de forma significativa.

En primer lugar, se coloca la sonda del osciloscopio en la salida del oscilador, y se varía la posición del potenciómetro multivuelta con un destornillador hasta obtener una frecuencia de oscilación de 25 MHz , como se muestra en el oscilograma de la Figura 4.16.

La señal medida se parece a la obtenida en las simulaciones, y se asemeja a una trapezoidal con los bordes suavizados por estar cerca de la máxima frecuencia tolerada por el LT1206. Esta señal trapezoidal puede interpretarse como una cuadrada donde la duración de los flancos de subida y bajada son comparables al semiperiodo de la señal, lo que puede deberse al Slew Rate del amplificador, que es la máxima variación de tensión por unidad de tiempo que puede darse en la salida. Transcurren

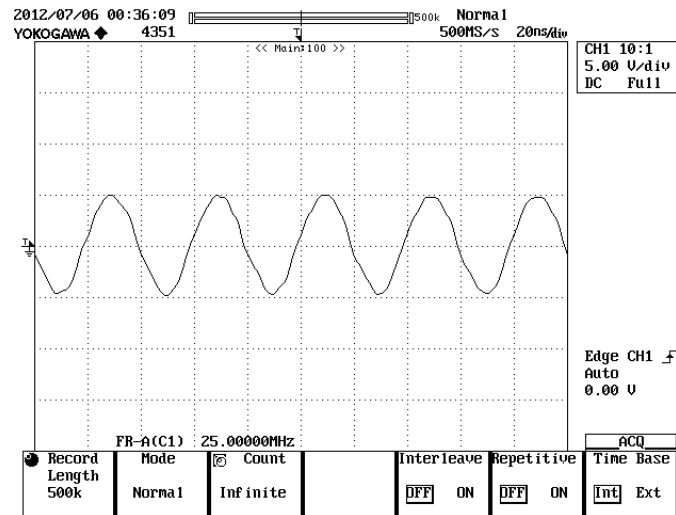


Figura 4.16: Salida del oscilador a 25 MHz

unos 20 ns desde que se encuentra en el mínimo (aproximadamente $-5V$) hasta que alcanza el máximo ($+5V$), lo que supone una pendiente media de $500V/\mu s$. Según el datasheet que proporciona el fabricante, el Slew Rate mínimo del LT1206 ronda los $400V/\mu s$ y es típicamente de $900V/\mu s$, por lo que parece plausible que esta sea la causa de la forma de onda de la oscilación. Para analizar la oscilación se ha utilizado la herramienta FFT del osciloscopio, obteniendo el espectro que se muestra en la Figura 4.17.

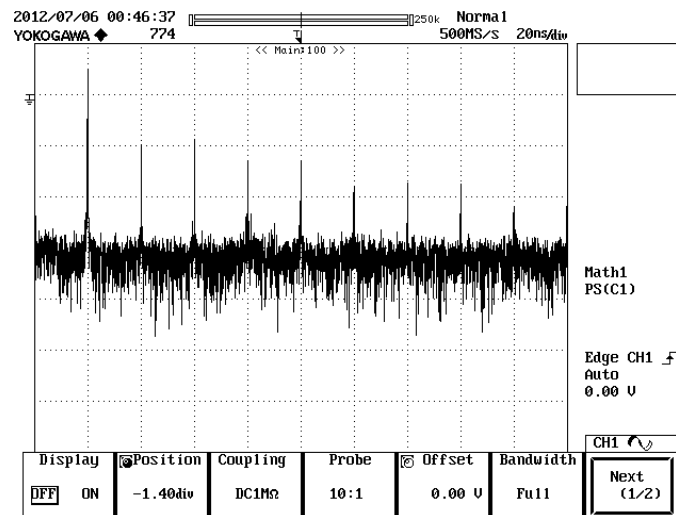
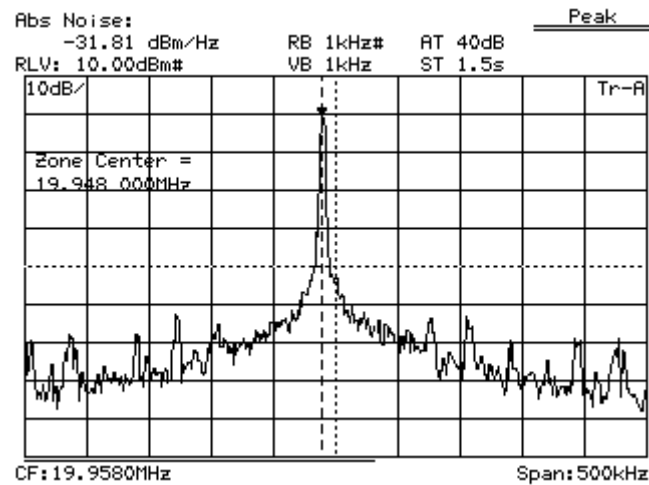


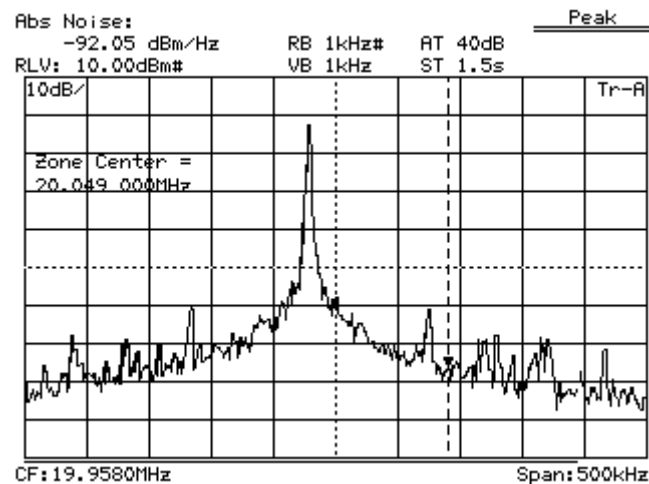
Figura 4.17: Espectro de la salida de la Figura 4.16 en toda la banda

En este espectro pueden verse los armónicos de la señal, donde el fundamental coincide con la primera división del oscilograma, además del ruido de fase en las proximidades de este, como ya se observó en la simulación. Para poder hacer una comparación con la simulación, se ha variado temporalmente la frecuencia del oscilador hasta a los 20 MHz que era, aproximadamente, la frecuencia que se alcanzaba en la simulación de OrCAD. La Figura 4.18 es el resultado de medir la oscilación

con el analizador de espectro.



(a) Cursor en la frecuencia de oscilación



(b) Cursor 100 kHz por encima de la frecuencia de oscilación

Figura 4.18: Espectro de la salida en las proximidades de la frecuencia de oscilación (20 MHz aproximadamente) medido con el analizador de espectro

En la frecuencia de oscilación (Figura 4.18(a)) se obtiene una densidad espectral de $-31,81 \text{ dBm/Hz}$, mientras que a 100 kHz por encima de esta frecuencia (Figura 4.18(b)) se miden $-92,05 \text{ dBm/Hz}$. Esto supone una atenuación de $60,24 \text{ dB}$ frente a los $0,75 \text{ dB}$ que se esperaban gracias a la simulación que se realizó en OrCAD, por lo que el ruido de fase será menos relevante de lo previsto.

Una vez calibrado el potenciómetro para alcanzar los 25 MHz de nuevo, la señal, que carece de offset a la salida del oscilador, adquiere valor medio al atravesar el condensador de acoplo, como se puede ver en la Figura 4.19. Además, después de pasar por el inversor realimentado, la señal se convierte en una señal cuadrada como la que se muestra en la Figura 4.20.

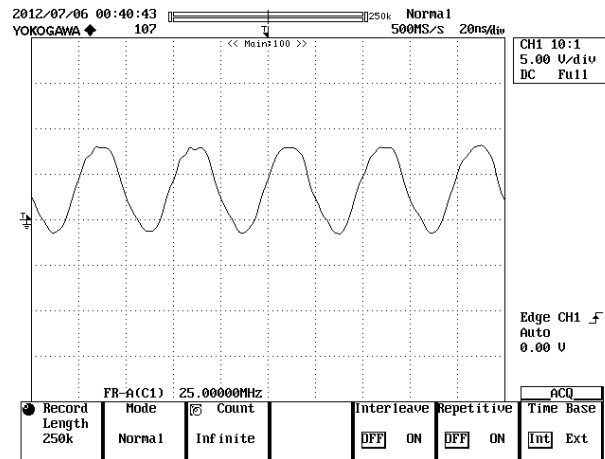


Figura 4.19: Señal medida entre el condensador de acoplo y el 74HC14

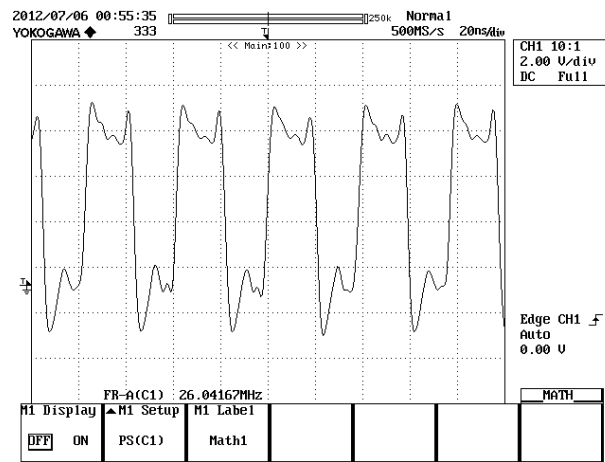


Figura 4.20: Salida del segundo inversor del 74HC14

En el espectro de la salida del 74HC14 de la Figura 4.21 se puede observar cómo se amplifican los armónicos impares por convertirse la señal en una onda cuadrada, además de componentes de otras frecuencias debidas posiblemente a la sobreoscilación.

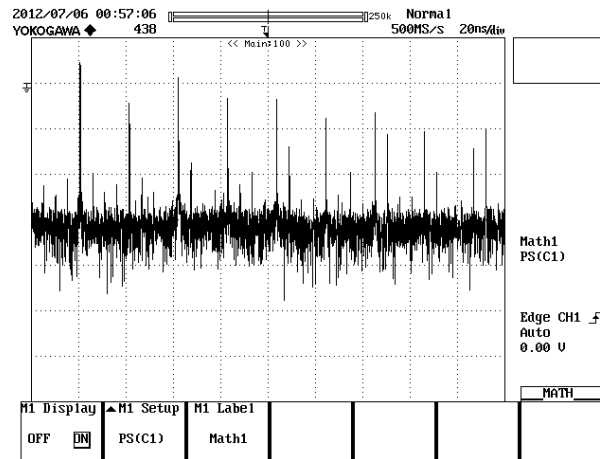


Figura 4.21: *Espectro de la salida del segundo inversor del 74HC14 medido con el osciloscopio*

En la Figura 4.22 se muestran las salidas del contador, que son señales cuadradas cuya frecuencia se divide a la mitad de un bit al siguiente más significativo. Se puede ver cómo la frecuencia de las señales no se corresponden con una oscilación de entrada de 25 MHz sino de 26 MHz, lo que implica que el oscilador tiene deriva y será necesario un sistema para controlar su frecuencia.

La salida del contador es registrada por el 74HC374, y posteriormente por el analizador lógico, que recoge en un archivo de texto plano la secuencia de valores del contador en decimal. La salida del modulador $\Sigma\Delta$ es el número de flancos de subida del oscilador que se dan en un periodo de muestreo, lo que se consigue haciendo la primera diferencia a los valores del contador. Esto se hace en un script de MATLAB, que además corrige los errores debidos al hecho de que el contador es de un número limitado de bits, como se puede ver en la tabla 4.2.

	Valores								
Salida del contador	2	4	6	8	10	12	14	0	2
Primera diferencia		2	2	2	2	2	2	-14	2
Primera diferencia corregida		2	2	2	2	2	2	2	2

Tabla 4.2: Secuencia de valores ideales procesados

Si la frecuencia de muestreo es la mitad de la de oscilación en reposo, y suponiendo que no hay sonido a la entrada, los valores se incrementarán de dos en dos en los periodos de muestreo, como se puede ver en la secuencia de valores “Salida del contador” de la tabla. Al hacer la primera diferencia se obtiene el número de flancos que han transcurrido en el periodo de muestreo, salvo en el octavo valor donde, al llegar al valor máximo del contador, este vuelve a empezar a contar desde cero, que genera el incremento negativo que se puede ver en la secuencia “Primera diferencia”. Por tanto, la corrección que hay que realizar consiste en buscar los valores negativos que se obtienen al hacer la primera diferencia y sumarle 16, para compensar el decremento de -16 al sumar +1 a 15 y obtener 0, resultando la secuencia “Primera diferencia corregida”.

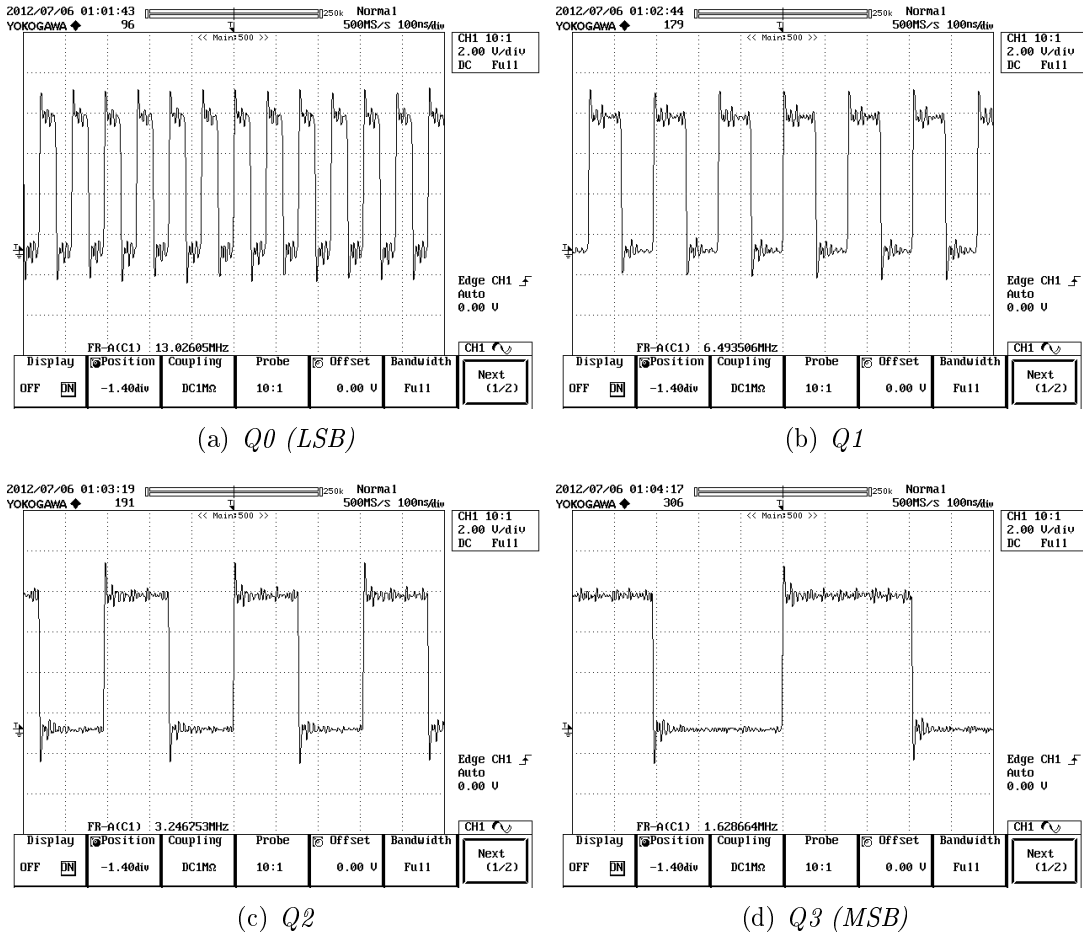


Figura 4.22: Señales medidas en la salida del 74HC93

Sin embargo, al realizar estas operaciones sobre la secuencia de valores registrados por el analizador lógico, no se obtiene el espectro esperado para un modulador $\Sigma\Delta$. Se ha hecho otro intento tras bajar la frecuencia de muestreo, por si el 74HC374 no pudiera registrar los valores con tanta rapidez, aunque no se han producido mejoras. También se ha intentado obtener resultados diferentes modificando la frecuencia de oscilación, buscando variar su relación con la frecuencia de muestreo, aunque no se ha conseguido el espectro esperado. Los espectros de la Figura 4.23 suponen un resumen de los intentos realizados, ambos con la cámara anecoica cerrada y el altavoz en silencio, y con una frecuencia de muestreo de 2.56 MHz . La frecuencia de oscilación es 23.8 MHz en el caso de la Figura 4.23(a), que no se asemeja al de un modulador sigma-delta, y 20 MHz en el caso de la Figura 4.23(b), que a altas frecuencias tiene cierto parecido.

Analizando las secuencias de valores registrados se observa que algunos de ellos no concuerdan con los esperados, ya que al hacer la primera diferencia se obtienen valores que no son ni el número natural inmediatamente inferior ni superior a $\frac{f_o}{f_s} = \frac{20}{2.56} \approx 7.81$, es decir, que no son ni 7 ni 8. En la tabla 4.3 se muestra un fragmento de los valores muestreados a la salida del contador, su primera diferencia, y la primera diferencia con la corrección correspondiente.

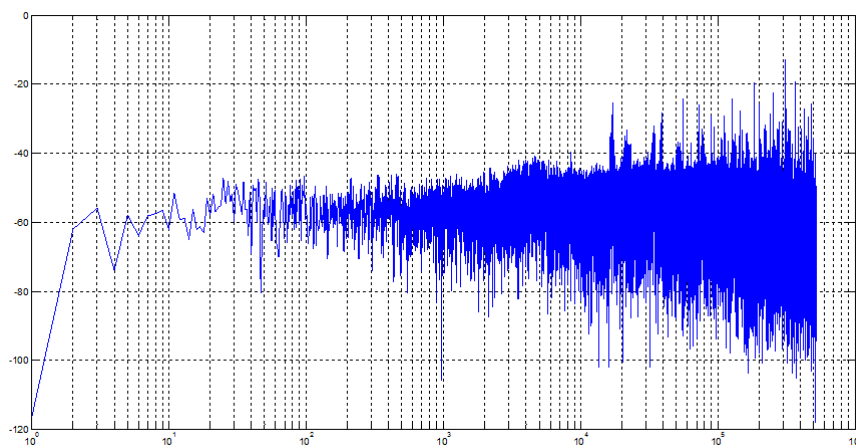
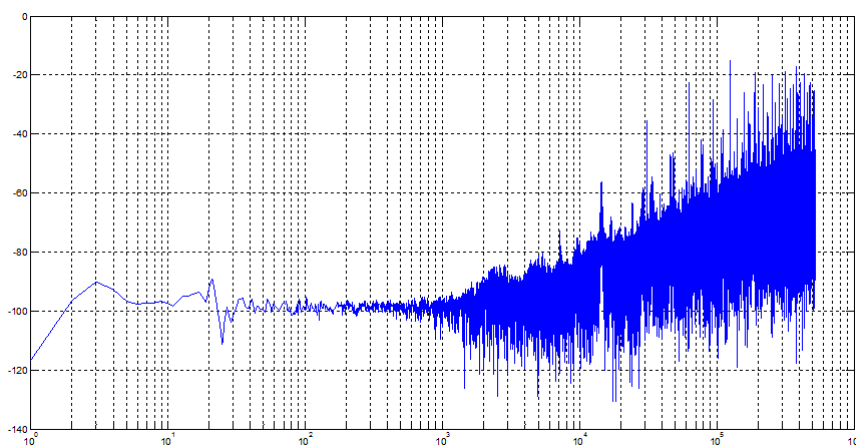
(a) Espectro para $f_0 = 23,8\text{MHz}$ (b) Espectro para $f_0 = 20\text{MHz}$

Figura 4.23: Espectros de la señal obtenida a partir de la secuencia de valores del contador registrados y procesados para una frecuencia de muestreo $f_s = 2,56\text{MHz}$ y frecuencia de oscilación f_0 variable

	Valores											
Salida del contador	5	13	4	12	0	10	3	11	3	11	2	10
Primera diferencia		8	-9	8	-12	10	-7	8	-8	8	-9	8
Primera diferencia corregida		8	7	8	4	10	9	8	8	8	7	8

Tabla 4.3: Secuencia de valores reales procesados

Los valores cuarto, quinto, y sexto de la primera diferencia corregida son incorrectos, puesto que solo pueden darse siete y ocho (salvo para entradas de mucha amplitud en las que aparecen ocho y nueve, pero no es el caso).

El quinto valor muestreado es un 0 aunque se esperaba un 3 o un 4. El hecho de que se haya registrado un 0 puede deberse a que se haya muestreado en la transición del contador de 3 a 4, que en binario natural es el paso de $0011b$ a $0100b$. Teniendo en cuenta los retardos del contador asíncrono, en la transición se dan los estados $0010b$ y $0000b$, siendo este último el registrado por el 74HC374.

El sexto valor muestreado es un 10 aunque se esperaba un 11 o un 12. De la misma forma que en el caso anterior, es posible que el 74HC374 registrara el valor del contador en su transición de 11 a 12, que en binario natural es el paso de $1011b$ a $1100b$. En este caso, el registro ha coincidido con el primero de los estados intermedios, que son $1010b$ y $1000b$.

El siguiente flanco del reloj de muestreo se da antes de llegar a cualquiera de los estados intermedios, por lo que se registrarán valores coherentes hasta que se vuelvan a dar estas coincidencias. Esto explica, además, por qué la forma del espectro cambia tanto al modificar mínimamente la frecuencia de oscilación, ya que con esta también varía la frecuencia con que aparecen valores incorrectos.

Para evitar que el contador asíncrono introduzca errores, debe registrarse un solo bit. En este caso el analizador lógico irá conectado únicamente al bit más significativo ya que, aunque esta configuración baja la relación señal a ruido (puesto que $Cuenta_{min}$ y $Cuenta_{max}$ se dividen entre 8), permite la mayor variedad de frecuencias de muestreo y oscilación.

Se realizan las últimas capturas de datos con el oscilador a una frecuencia de 25 MHz, y muestreando a 3,125 MHz, 6,25 MHz, y 12,5 MHz, con el fin de comprobar que el modulador responde bien a estas frecuencias. Puesto que el espectro de la salida del modulador se corresponde con el esperado de un conversor $\Sigma\Delta$, se lleva a cabo un último experimento muestreando a 12,5 MHz, con el oscilador a 25 MHz, y con una señal de entrada sinusoidal de 1 kHz. La intensidad sonora del tono reproducido por el altavoz es desconocido, ya que no se dispone de ningún sistema que permita medirlo, pero se pueden suponer varias decenas de decibelios de nivel de presión sonora. El espectro del bit más significativo del contador del conversor se muestra en la Figura 4.24.

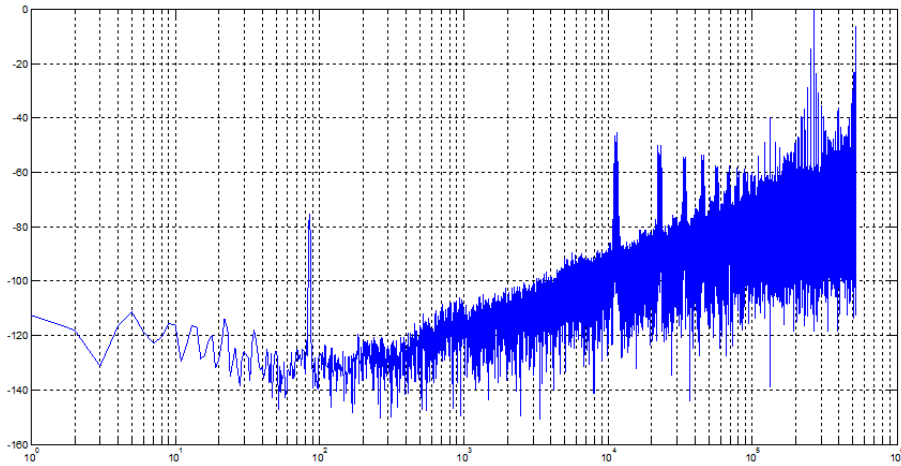


Figura 4.24: Espectro del bit más significativo del contador ante una entrada de 1 kHz, con $f_0 = 25\text{MHz}$ y $f_s = 12,5\text{MHz}$

A frecuencias bajas se puede ver la influencia del ruido flicker, cuya densidad espectral disminuye con la frecuencia. Puesto que el espectro se ha calculado mediante el algoritmo FFT en un script de MATLAB, cada unidad en el eje de abscisas representa una frecuencia $\frac{f_s}{\text{número de muestras}} = \frac{12,5\text{MHz}}{2^{20}} \approx 11,92\text{Hz}$. El tono debe apreciarse, entonces, en torno a la abscisa $\frac{1\text{kHz}}{11,92\text{Hz}} \approx 85$, y es en ese punto en el que aparece

una señal de decenas de decibelios más potencia que en frecuencias cercanas. A frecuencias más elevadas la potencia del ruido aumenta con la frecuencia, como es de esperar en un conversor $\Sigma\Delta$ que filtra paso alto el ruido de cuantificación. Como se muestra en la Figura 4.25, el resultado del experimento es similar al que se puede obtener en una simulación.

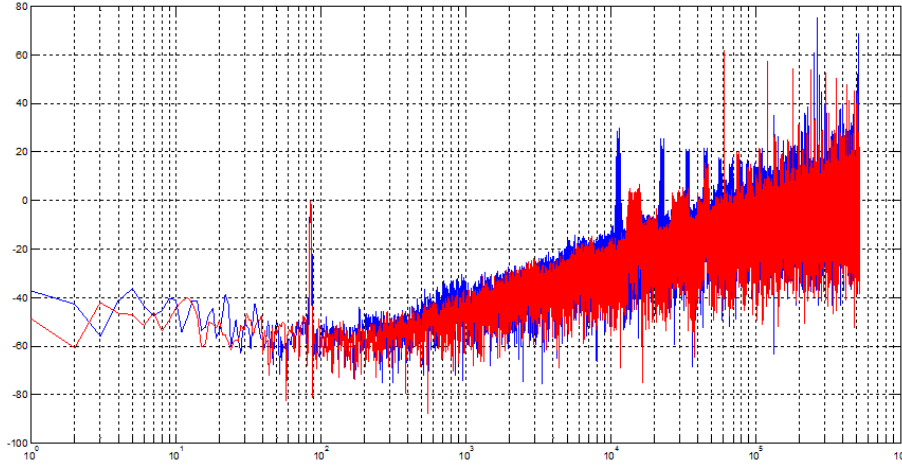


Figura 4.25: Azul: Espectro de la señal registrada, con un tono de 1 kHz y nivel de presión sonora desconocida, $f_0 = 25\text{MHz}$ y $f_s = 12,5\text{MHz}$; Rojo: Espectro de la señal simulada, con un tono de 1 kHz y 53 dB SPL, mismas frecuencias de oscilación y muestreo, y flicker 120 dB por debajo de la señal

En azul se representa el espectro de la salida del demostrador, mientras que en rojo se muestra el espectro obtenido en MATLAB, ambas referidas a la potencia del tono de 1 kHz (que se toma como 0 dB). Para lograr que el resultado de la simulación sea igual al de la medida experimental, se han hecho pruebas con diferentes intensidades sonoras y relaciones entre la señal y el ruido flicker. Los valores con los que se ha conseguido el espectro de la imagen son un ruido flicker 120 dB menor que la señal, y un nivel de presión sonora de 53 dB SPL.

La relación señal a ruido de la salida del demostrador es de unos 10,15 dB, que está muy cerca de los 12,28 dB de la simulación. Hay que resaltar que el modelo de simulación no tiene en cuenta el que el analizador lógico solo está leyendo el bit más significativo del contador y el resto del contador actúa como un divisor de frecuencia que reduce esta a la octava parte, por lo que la SNR del sistema sería:

$$\begin{aligned}
 SNR &= 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} \frac{f_s}{2 \cdot BW} + 20 \cdot \log_{10} \frac{2\Delta d \cdot \frac{f_0}{8}}{d_0 \cdot f_s} \\
 &= 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} \frac{f_s}{2 \cdot BW} + 20 \cdot \log_{10} \frac{2\Delta d \cdot f_0}{d_0 \cdot f_s} - 18,06
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

El hecho de que se registre solo el bit más significativo implica que la SNR disminuye 18,06 dB si se mantienen el resto de parámetros. Puesto que la simulación con 53 dB SPL da los mismos resultados que la medida experimental, la entrada del experimento debe haber sido mayor, o al menos el desplazamiento de la membranas

con respecto a su distancia inicial. Debido a que no se dispone de otros sistemas de medida, es imposible saber si la diferencia está en la propia entrada o en cómo el micrófono responde ante esta (o en una combinación de ambas).

5. Discusión de resultados y conclusiones

El sistema ha resultado ser poco sensible al sonido debido a los parámetros de la cápsula microfónica, ya que esta está dimensionada para ser utilizada con alimentación fantasma, y sería deseable que la capacidad del condensador fuera menor y variara más. Además, se ha tenido que sacrificar sensibilidad para evitar los errores generados por el contador asíncrono, por lo que en un futuro conversor el contador deberá ser síncrono.

Otra opción para mejorar la sensibilidad del conversor es aumentar la frecuencia de oscilación, aunque sería necesario encontrar un comparador que pueda funcionar más rápido. Una alternativa es utilizar en su lugar uno de los inversores con histéresis integrados en el 74HC14 pero, tras hacer una prueba en el laboratorio, el oscilador que se consigue no tiene la misma calidad que el implementado con el LT1206, y no es adecuado para el conversor.

Si la distorsión no fuera un problema, podría utilizarse el oscilador LC, puesto que los componentes con los que se construye son más rápidos y se podrían alcanzar centenas de megaherzios. Aunque a 120 *dB SPL* la *SNDR* (que es la relación señal a distorsión y ruido) no llegaría a 40 *dB* por culpa de la distorsión, a medida que el nivel de presión sonora fuera disminuyendo la distorsión iría perdiendo importancia, y en sonidos de intensidades menos elevadas no se apreciaría. Sin embargo, este oscilador ya era por naturaleza menos sensible, y sería difícil encontrar contadores, y registros que pudieran funcionar a frecuencias tan elevadas.

Una opción más sería incrementar el orden del modulador $\Sigma\Delta$, que es equivalente a aumentar el orden del filtro que desplaza la potencia del ruido de cuantificación a altas frecuencias. Con esta modificación, que se podría realizar sustituyendo el contador ascendente por uno ascendente/descendente y añadiendo un integrador continuo, se consigue quitar más ruido de la banda de audio, quedando la siguiente relación señal a ruido:

$$SNR = 1,76 - 12,9 + 50 \cdot \log_{10} \frac{f_s}{2 \cdot BW} + 20 \cdot \log_{10} \frac{2\Delta d \cdot f_0}{d_0 \cdot f_s} \quad (5.1)$$

La relación señal a ruido es aún mayor al aumentar la frecuencia, que con los parámetros utilizados en el de primer orden supondría una *SNR* 42,17 *dB* mayor.

En cualquier caso, al integrar el conversor en un ASIC (circuito integrado de aplicación específica o, en inglés, *Application-Specific Integrated Circuit*), será necesario añadir algunos sistemas adicionales para que este funcione mejor. En primer lugar,

habrá que incluir un sistema de control de frecuencia que mantenga la oscilación centrada en el valor deseado, para prevenir la deriva del oscilador que ya se observó en el capítulo anterior. Puesto que se trata de un conversor por sobremuestreo, hay que colocar un filtro de diezmado que reduzca el volumen de datos sin perder información en la banda de audio. Además, ya que al integrar los componentes estos pueden funcionar a mayor velocidad, se podría aumentar la frecuencia de muestreo a unos 200 MHz y la de oscilación a 1 GHz, obteniendo la siguiente SNR teórica:

$$\begin{aligned} SNR &= 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} \frac{f_s}{2 \cdot BW} + 20 \cdot \log_{10} \frac{2\Delta d \cdot f_0}{d_0 \cdot f_s} \\ &= 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} \frac{200 \cdot 10^6}{2 \cdot 20 \cdot 10^3} + 20 \cdot \log_{10} \frac{2\Delta d \cdot 10^9}{d_0 \cdot 200 \cdot 10^6} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Como se puede ver en la ecuación 5.3, para el caso particular de un sonido de 120 dB SPL el conversor de primer orden tiene una SNR teórica de mas de 100 dB. Aunque esta SNR no tiene en cuenta el ruido flicker, se ha visto que este puede no alterar en exceso la conversión, por lo que se obtiene una señal de muy buena calidad.

$$\begin{aligned} SNR &= 1,76 - 5,17 + 30 \cdot \log_{10} \frac{200 \cdot 10^6}{2 \cdot 20 \cdot 10^3} + 20 \cdot \log_{10} \left(2 \cdot 0,08 \cdot \frac{10^9}{200 \cdot 10^6} \right) \\ &= 105,6dB \end{aligned} \quad (5.3)$$

Por tanto, teniendo en cuenta los resultados de los experimentos y las modificaciones que se pueden realizar al integrarlo, parece que es posible diseñar un ASIC con buenas prestaciones que obtenga la señal de audio del micrófono de condensador sin necesidad de utilizar alimentación fantasma.

6. Presupuesto

Coste del material					
Item	Referencia	Descripción	Precio unitario	Cantidad	Subtotal
1	C-1	Micrófono de condensador	300,00€	1	300,00€
2	SMA	Conector SMA para PCB recto	8,00€	1	8,00€
3	LT1206	Amplificador operacional	9,00€	1	9,00€
4	74HC14	Inversor sextuple	0,50€	1	0,50€
5	74HC93	Contador ascendente de 4 bits asíncrono	1,50€	1	1,50€
6	74HC374	Flip-Flop octal de 3 estados	0,60€	1	0,60€
7	-	Materiales para la fabricación de una placa de circuito impreso	30,00€	1	30,00€
8	-	Resistencias, condensadores, y conectores varios	12,00€	1	12,00€
Coste del personal					
Personal	Tarea realizada		Precio por hora	Horas	Subtotal
Estudiante de ingeniería	Diseño, montaje del sistema, mediciones y documentación		50,00€	300	15 000,00€
Ingeniero superior	Supervisión del Trabajo de Fin de Grado		175,00€	20	3 500,00€
Técnico de laboratorio	Fabricación de una placa de circuito impreso		35,00€	2	70,00€
				Total	18 931,60€

Bibliografía

- [1] St.J. Dixon-Warren. “Overview of MEMS microphone technologies for consumer applications”. MEMS Investor Journal, Inc. : <http://www.memsjournal.com/2011/03/overview-of-mems-microphone-technologies-for-consumer-applications.html>
- [2] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky. “Señales y sistemas”. Prentice Hall & IBD. 1998. Segunda edición.
- [3] Tony Chan Carusone, David A. Johns, Kenneth W. Martin. “Analog Integrated Circuit Design”. John Wiley & Sons, Inc. 1996. Segunda edición.
- [4] LT1206 - Datasheet. Linear Technology : <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/lineartechnology/1206fs.pdf>
- [5] M74HC14B1 - Datasheet.ST Microelectronics : http://www.datasheetcatalog.org/datasheets2/17/177632_1.pdf
- [6] 74HC93 - Datasheet. Philips : http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/74HC_HCT93_CNV_2.pdf
- [7] 74HC374 - Datasheet. Philips : http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/74HC_HCT374_CNV_2.pdf
- [8] EK-3024 - Datasheet. Knowles : <http://html.alldatasheet.com/html-pdf/353534/KNOWLES/EK-3024/294/1/EK-3024.html>
- [9] Pablo Maureira Yáñez. “Fletcher y Munson”: <http://es.scribd.com/doc/52511218/Teoria-de-Fletcher-y-Munson>
- [10] Rick Van Kooten. “Sound Intensity”: http://hep.physics.indiana.edu/~rickv/Sound_intensity.html
- [11] USmotors, a brand of Nidec Motor Corporation. “Sound Power and Sound Pressure”: <http://www.usmotors.com/TechDocs/ProFacts/Sound-Power-Pressure.aspx>
- [12] Softpedia. “History of the microphone”: <http://gadgets.softpedia.com/news/History-of-the-Microphone-036-01.html>

- [13] SonidoyAudio. “Tipos de micrófonos”: http://www.sonidoyaudio.com/sya/vp-tid:2-pid:19-tipos_de_microfonos.html
- [14] Jesubrick. “Micrófonos”: <http://jesubrik.eresmas.com/microfonos.htm>
- [15] Escuela de cine online. “Fundamentos de tecnología de audio”: <http://www.escueladecineonline.nucine.com/tecno-audio2.htm>